LABORATORI ELETTRONICI SEZIONE PROFESSIONALE

VIA PANTELLERIA N. 4 - **MILANO** - TELEF. 991267 - 991268

Generatore VHF 48 ÷ 270 MHz mod. 5126

Caratteristiche tecniche

Gamma di frequenza: 48÷270 MHz ricoperta con continuità
Circuito risonante: a farfalla
Tubo oscillatore: 2/EC81 Philips
Precisione di frequenza: 1,5%
Potenza di uscita: 0,5 Watt
Impedenza di uscita: 50 Ohm o 75 Ohm, a richiesta
Possibilità di modulazione esterna
Alimentazione: da rete 110, 125, 145, 160, 220 V. - 42÷60 Hz
Dimensioni: 260 x 200 x 180 mm

Generatore UHF di segnali campione 230 - 950 MHz mod. 527

Caratteristiche tecniche

Gamma di frequenza: 230÷950 MHz
Precisione di frequenza: ± 1 %
Tensione di uscita: variabile con continuità da 1 μV a 1 Volt
Precisione sulla tensione di uscita: ± 10 %
Impedenza di uscita: 50 Ohm (bocchettone tipo « N »)
Circuito risonante: a farfalla
Tubo oscillatore: EC55 Philips
Filtro di blocco regolabile per la seconda armonica incorporato
Modulazione di ampiezza:
— Interna: da 0 al 70% con variazione continua
Frequenze di modulazione: 400 e 1000 Hz
— Esterna: da 30 Hz a 7 MHz
Distorsione dell'inviluppo: minore del 5% al 60% di modulazione
Alimentazione: dalla rete 110-125-145-160-220 V 42÷60 Hz
Valvole impiegate: N. 6:
1/EC55 - 2/6AU6 - 1/50B5 - 1/85A2 - 1/6X4
Dimensioni: 482 x 265 x 200 mm

Generatore UHF 230 ÷ 950 MHz mod. 5116

Caratteristiche tecniche

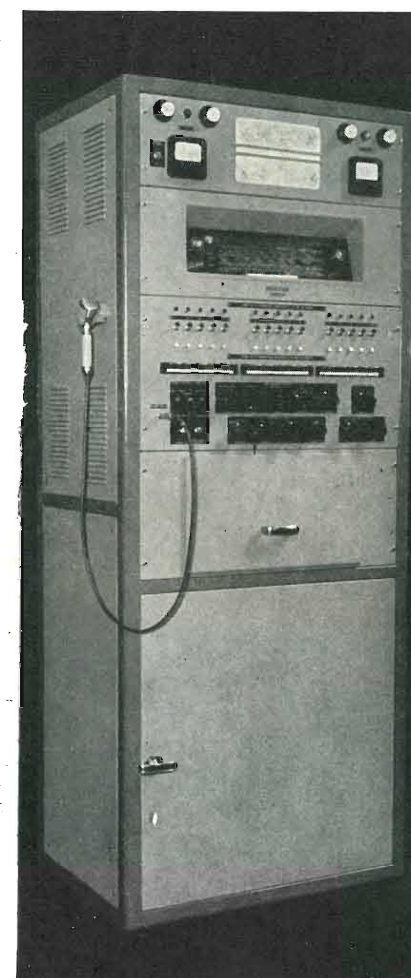
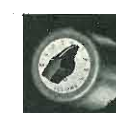
Gamma di frequenza: 230÷950 MHz ricoperta con continuità
Circuito risonante: a farfalla
Tubo oscillatore: EC55 Philips
Precisione di frequenza: 1,5%
Potenza di uscita: 0,5 Watt
Impedenza di uscita: 50 Ohm o 75 Ohm, a richiesta
Possibilità di modulazione esterna
Alimentazione: da rete 110, 125, 145, 160, 220 V. - 42÷60 Hz
Dimensioni: 260 x 200 x 180 mm

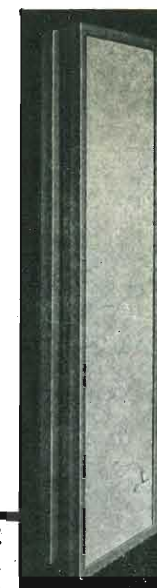
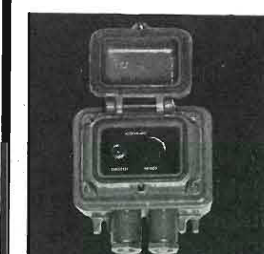
FILIALI: **ROMA** - VIA AMATRICE, 15 - **NAPOLI** - VIA ROMA, 28

IMPIANTI TRASMISSIONI ORDINI E MUSICA PER BORDO

POSTO COMANDO COMMISSARIO

REGOLATORE DI VOLUME

CENTRALE M.F.R. AMPLIFICATRICE CON COMANDO A DISTANZA

ALTOPARLANTE A LINEE DI SUONO PER INTERNO

POSTO COMANDO TIMONERIA

ALTOPARLANTE A TROMBA PER ESTERNO

REGOLATORE DI VOLUME

SIEMENS
SOCIETÀ PER AZIONI
MILANO

SIEMENS SOCIETÀ PER AZIONI - MILANO
VIA FABIO FILZI 29 - TELEFONO 69.92

STABILIMENTI IN MILANO

LEONARDO	OCE	ISARIA	MONTEROSA	SAN SIRO
P. L. Da Vinci 5	V. Pontenuovo 98	V. De Castillia 21	V. Monterosa 83	P.le Zavattari

UFFICI REGIONALI

BOLOGNA	CATANIA	FIRENZE	GENOVA	MILANO	NAPOLI	PADOVA	ROMA	TORINO	TRIESTE
T. 26.646	T. 16.461	T. 23.761	T. 54.061	T. 66.71.41	T. 25.193	T. 38.761	T. 68.77.91	T. 49.072	T. 38.942
V. Riva Reno 65	V. Pacini	P. Stazione 1	V. D'Annunzio 1	V. Locatelli 5	V. Medina 40	V. Verdi 6	P. Mignanelli 3	V. S.Teresa 3	V. Trento 15

Non dimenticate di acquistare, presso tutte le Edicole, il terzo numero di

alta fedeltà

la nuova Rivista che fino dai primi numeri ha suscitato l'interessamento di tutti i tecnici del ramo ed in special modo di coloro che hanno la passione della buona musica e che sono alla continua ricerca di quanto di meglio e di più pratico viene spiegato ed illustrato.

La rivista è ad essi dedicata e per essi si sta svolgendo un lavoro serio ed impegnativo per assolvere a tale compito. Il materiale è suddiviso in modo da soddisfare le due categorie di lettori; ne è garanzia la competente ed attiva direzione del dott. ing. Antonio Nicolich, ben noto per la sua opera anche in questo campo.

Leggetela, fatela leggere, suggeritela ai vostri amici.

Un numero separato L. 250
Abbonamento annuo, 12 numeri, L. 2.500 + 50 i.g.e.

EDITRICE IL ROSTRO - MILANO (228) - VIA SENATO 28

NUOVA REALIZZAZIONE DELLA

University Loudspeakers

80 Sout Kensico Ave. White Plains, New York

PER IL MIGLIORAMENTO PROGRESSIVO DELL'ASCOLTO

Amatori dell'Alta Fedeltà!

La « UNIVERSITY » ha progettato i suoi famosi diffusori in modo da permetterVi **oggi** l'acquisto di un altoparlante che potrete inserire nel sistema più completo che realizzerete **domani**.

12 piani di sistemi sonori sono stati progettati e la loro realizzazione è facilmente ottenibile con l'acquisto anche in fasi successive dei vari componenti di tali sistemi partendo dall'unità base, come mostra l'illustrazione a fianco.

Tali 12 piani prevedono accoppiamenti di altoparlanti coassiali, triassiali, a cono speciale, del tipo **« extended range »** con trombetta o **« woofers »** e con l'impiego di filtri per la formazione di sistemi tali da soddisfare le più svariate complesse esigenze.

Seguite la via tracciata dalla « UNIVERSITY »!

Procuratevi un amplificatore di classe, un ottimo rivelatore e delle eccellenti incisioni formando così un complesso tale da giustificare l'impiego della produzione « UNIVERSITY ». Acquistate un altoparlante-base « UNIVERSITY », che già da solo vi darà un buonissimo rendimento, e... sviluppate il sistema da voi prescelto seguendo la via indicata dalla « UNIVERSITY ».

Costruite il vostro sistema sonoro coi componenti « UNIVERSITY » progettati in modo che altoparlanti e filtri possono essere facilmente integrati per una sempre migliore riproduzione dei suoni e senza tema di aver acquistato materiale inutilizzabile.

Per informazioni, dettagli tecnici, prezzi consegne, ecc. rivolgersi ai:

Distributori esclusivi per l'Italia:

PASINI & ROSSI - Genova

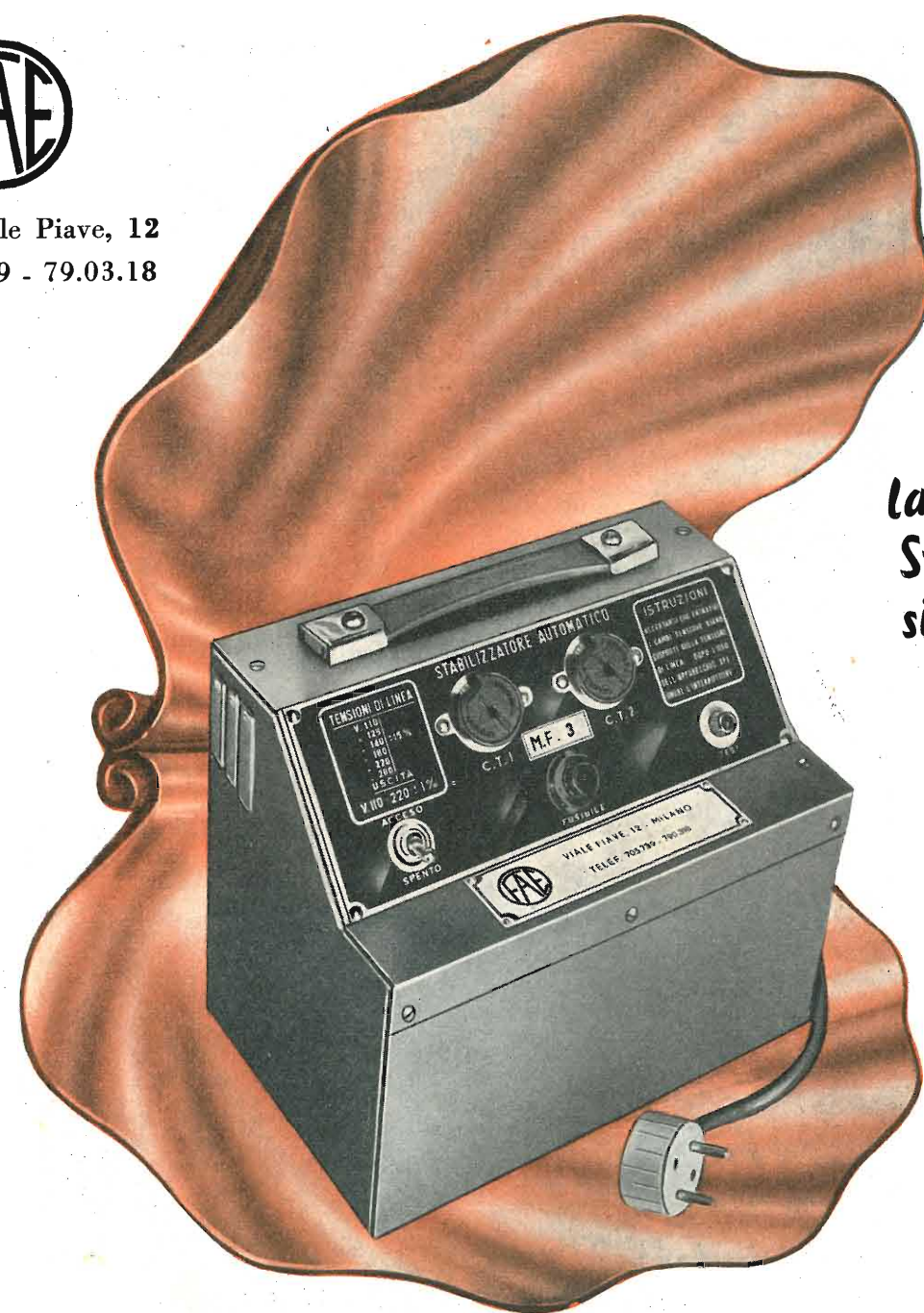
Via SS. Giacomo e Filippo, 31 (1° piano) Tel. 83.465 - Telegr. PASIROSSI

Ufficio di MILANO: Via A. da Recanate, 5 - Telefono 278.855

La Ditta **FAE** *è lieta di presentare il nuovo*

Stabilizzatore automatico

M.F. 3 e M.F. 4

con circuito correttore della forma d'onda

CARATTERISTICHE TECNICHE

Potenza d'uscita	200 V.A. o 300 V.A.
Tensioni d'entrata	110-125-140-160-220-280 V.
Tensioni d'uscita	110-220 V.
Frequenza	50 Hz.
Stabilizzazione	1% per ± 15% tensione entrata
Limite di stabilizzazione . . .	variazione del ± 50% sulla tensione d'entrata

SOCIETÀ ITALIANA APPARECCHIATURE ELETTRONICHE

MILANO - Via Ponte Seveso, 43 - Tel. 60.30.61

ANALIZZATORE ELETTRONICO MOD. 524C

Impedenza d'entrata:

in c.c. = 100 Mohm costanti su tutte le portate

in c.a. = esecuzione in semplice picco = 4 Mohm circa in parallelo a 5 pF

esecuzione a doppio picco = 6 Mohm in parallelo a 15 pF misurati a 50 c/s.

Portate c.c.: 1 - 3 - 10 - 30 - 100 300 - 1000 Volt f.s.

Portate c.a.: 1 - 3 - 10 - 30 - 100 300 Volt f.s.

Portate in ohm: 10 - 100 ohm; 1 - 10 100 Kohm f.s.

Probe R.F.: da 40 c/s a 200 Mc/s.

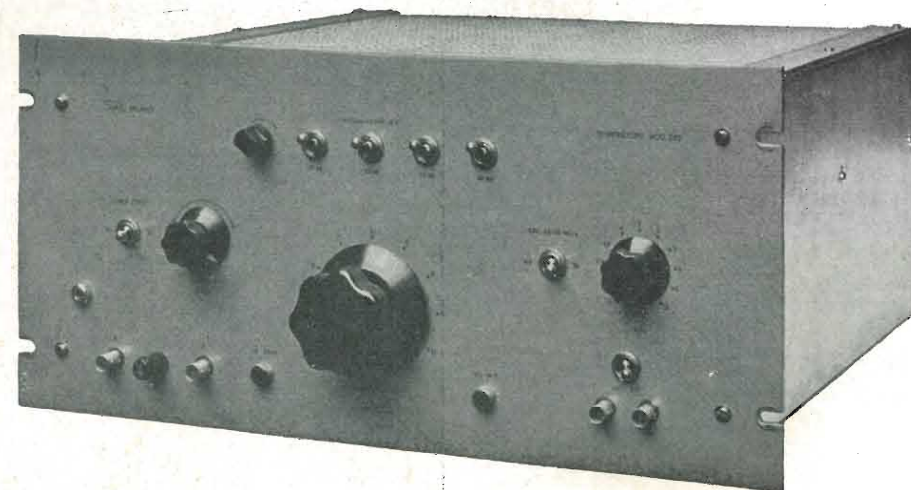
GENERATORE T.V. MOD. 303

MASSIMA PRECISIONE
ESTREMA PRATICITA'
E VELOCITA' DI TARATURA

Caratteristiche:

Frequenza d'uscita: corrispondente ai nove canali europei. Canale media frequenza.

Tipo di marcatori: ad intensificazione luminosa su asse Z

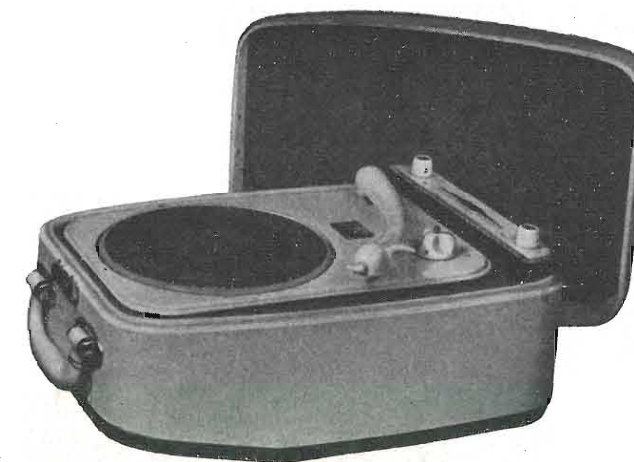
Linearità di ampiezza: ± 1 dB per Δ F = 18 Mc/s

SOCIETA' ITALIANA APPARECCHIATURE ELETTRONICHE

FONOVALIGIE A TRANSISTORI

La grande novità della Nova alla Fiera di Milano 1957

2 modelli:

PIC - NIC 1: a 45 giri

PIC - NIC 3: a 3 velocità

Grandi vantaggi rispetto alle comuni valigette:

— funzionamento dovunque: in spiaggia, in barca, in campagna, in montagna, in macchina
— dotate di un micromotore speciale e di un amplificatore a transistor, hanno un consumo irrisorio e funzionano con comuni pilette da tasca a 6 Volt.
— circuito ed altoparlante studiato per un elevatissimo rendimento
— dimensioni e peso ridottissimo
— si usano anche in casa, perchè il costo di esercizio è ridotto a L. 3 per ora di funzionamento
— si elimina completamente ogni dipendenza da una presa di corrente e dall'adattamento della tensione di rete
— non hanno valvole e quindi durata praticamente illimitata.

Entrambi i tipi hanno un amplificatore con 4 transistori, altoparlante di alto rendimento, motore elettrico con consumo di 40 mA. a 6 Volt, con speciale autoregolatore di giri, che mantiene costante la velocità entro la variazione di tensione da 4 a 6 Volt.
Custodia elegante a due colori, con parti metalliche dorate.

Modello PIC-NIC 1

dimensioni: 250 x 160 x 170 mm.
peso: 2,950 Kg.
Prezzo di vendita al pubblico **Lire 39.900**

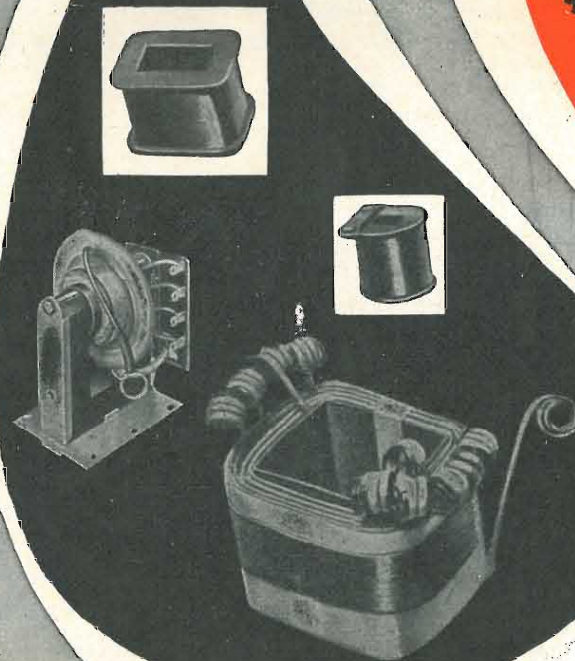
Modello PIC-NIC 3

dimensioni: 360 x 260 x 160 mm.
peso: 4,800 Kg.
Prezzo di vendita al pubblico **Lire 59.900**

CHIEDETECI OGGI STESSO PROSPETTI ILLUSTRATIVI

UFFICI E STAB. A NOVATE MILANESE - VIA C. BATTISTI, 21 - TEL. 970.861 - 970.802

BOBINATRICI MARSILLI

LE MACCHINE PIÙ MODERNE PER QUALSIASI TIPO DI AVVOLGIMENTO

PRODUZIONE DI 20 MODELLI DIVERSI DI MACCHINE CON ESPORTAZIONE IN TUTTO IL MONDO

ANGELO MARSILLI - VIA RUBIANA, 11 - TORINO - TELEFONO 73.827

"La marca più richiesta"

TELEVISORI 17" - 21"

TUBO CATODICO ORIGINALE AMERICANO

DUMONT *

DISTRIBUTORE:

F. GALBIATI

MILANO - VIA LAZZARETTO 17-14

TELEFONI: 664.147 - 652.097

* *La più grande produzione del Mondo di tubi a raggi catodici.*

..... la massima fedeltà con radioricevitori e radiofonografi

geloso

Chiedere dati e prezzi alla:

GELOSO S. p. A. - Viale Brenta, 29 - MILANO 808

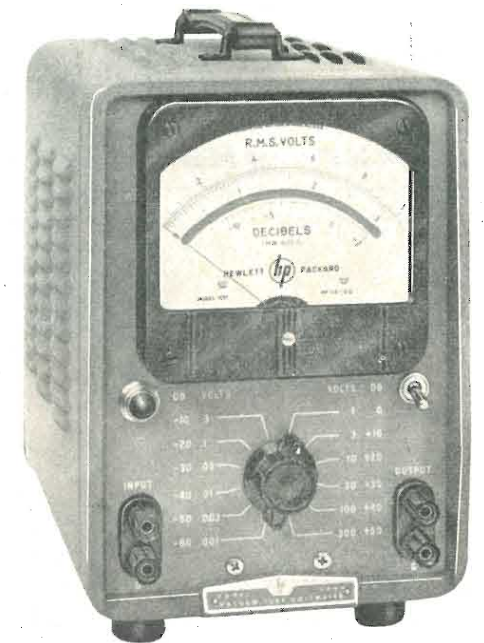
HEWLETT-PACKARD CO.

PALO ALTO (U. S. A.)

NUOVO VOLTMETRO ELETTRONICO

Mod. 400 H

precisione 1% !

- *Campo di frequenza:* da 10 Hz a 4 MHz.
- *Precisione:* 1% da 50 Hz a 500 KHz.
- *Resistenza d'ingresso:* 10 megaohm.
- *12 portate:* da 0,1 mV a 300 V.
- *Letture dirette* in volt o db., indipendenti dalle variazioni di tensione della rete di alimentazione

Universalmente applicabile grazie all'ampio campo di misura e di frequenza. Scala a specchio. Altissima precisione, mai finora offerta da un voltmetro di uso generale. Protezione contro sopratensioni fino a 600 volt in tutte le portate.

ALTRI VOLTMETRI ELETTRONICI -*hp*-

Mod. 410 B

Voltmetro a valvola di uso generale e con larghissimo campo di frequenza da 20 Hz sino a 700 MHz – serve anche come VTVM in c.c. con impedenza di 100 megaohm e come ohmmetro per misure da 0,2 a 500 megaohm – Capacità d'ingresso 1,5 pF – impedenza d'ingresso 10 megaohm – Impiega un probe a diodo che elimina praticamente ogni carico dovuto ai conduttori.

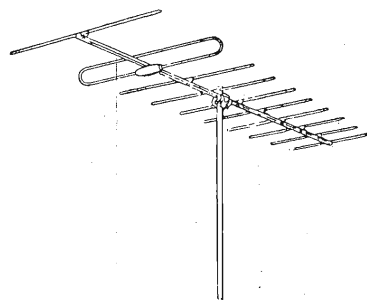
Modello	Usi principali	Campo di frequenza	Campo di misura	Impedenza d'ingresso
400 AB	Misure in c.a. di carattere generale	10 Hz - 600 KHz	0,003 mV - 300 V 11 portate	10 megaohm shunt 25 pF
400 D	Misure in c.a. su ampio campo di frequenza. Alta sensibilità.	10 Hz - 4 MHz	0,001 mV - 300 V 12 portate	10 megaohm shunt 15 pF
400 H	Alta precisione, largo campo di frequenza	10 Hz - 4 MHz	0,001 - 300 V	10 megaohm shunt 15 pF
410 B	Misure in c.c., audio frequenza, R. F., VHF - Resistenze sino a 500 Megaohm	20 Hz - 700 MHz	0,001 V - 300 V 7 portate	10 megaohm shuot 1,5 pF

Accessori comprendenti divisori e moltiplicatori di tensione, connettori, shunt milliamperometrici estendono al massimo l'applicabilità dei voltmetri -hp-

STRUMENTI DI MISURA DI PRECISIONE PER TELEFONIA, RADIO, TV

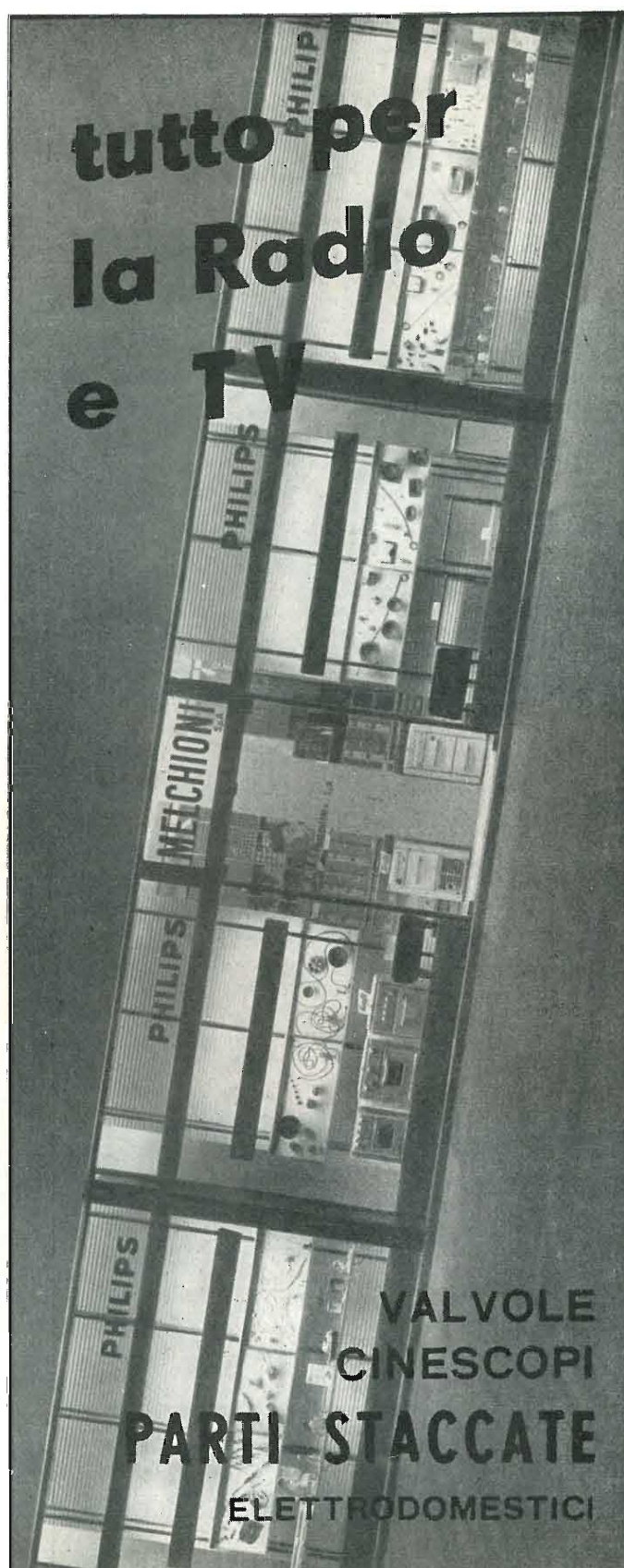
AGENTE ESCLUSIVO PER L'ITALIA: **DOTT. ING. M. VIANELLO**
Via L. Anelli, 13 - MILANO - Telefono 553.081

ARTI

VIA EDOLO 27 - MILANO - TEL. 683718

ANTENNE "BABERG„ TV-FM

(Fabbricazione nazionale ARTI su licenza germanica)

Stabilizzatori di tensione "TELM„ per tutte le applicazioni

- **Tensione alimentazione: universale**
- **Tensione d'uscita: 115 220 V con stabilità dell'1,5 % rispetto al ± 20% della tensione d'alimentazione e dell'1 % per variazione dell'1 % della frequenza di alimentazione.**
- **Forma d'onda: corretta**
- **Frequenza: 50 Hz**
- **Potenza: 200 - 250 - 300 - 350 V A Rendimento: 85% circa**
- **Fattore di potenza: 0,85**
- **Temperatura a vuoto a pieno carico secondo norme C.E.I.**
- **Flusso disperso: alla distanza minima di 50 ÷ 60 cm. non ha più nessuna influenza sugli apparecchi alimentati.**
- **Funzionamento: anche a vuoto senza pericoli di guasti.**
- **Garanzia: anni uno.**
- **Costruzione di stabilizzatori automatici di tensione a ferro saturo della potenza da 10 a 3.000 V. A. per usi industriali.**

MELCHIONI S. p. A.

Via Friuli 16 e 18 - MILANO - Tel. 585.893

RICHIEDETE IL CATALOGO GENERALE

s. r. l. "LA SINFONICA"

Via S. Martino, 14 - telefono n. 84 82.020 - MILANO - Via S. Lucia, 2 - telefono n. 84.82.020

è stata sempre all'avanguardia con la

"Tecnica al servizio dell'economia"

ora con Mod. **"Avanti e Indrè"** depositato

"l'elettronica al servizio dell'automazione"

1) E' l'interfonico più economico esistente sul mercato.

2) **Non è una normale radio**

Ma una radio speciale con la Nuova serie valvole PHILIPHS per TV e M.F. e può servire da centralino radio e far funzionare 5 altoparlanti sussidiari contemporaneamente.
Uso: Come radio-interfonico, nelle Case private — Cliniche — Negozi — Ristoranti — Ville — Studi professionali — Ambulanze — Scuole Collegi.

Prezzo: listino completo di sussidiario . . . . L. 29.500
sussidiari complementari . . . . L. 3.500

Con « Avanti e Indrè » - sarete entusiasti.

Concessionari esclusivi

Milano - Rag. MARIATTI AMEDEO - Via S. Martino, 8 - Telef. 850.768
Emilia - S.r.l. CO-Marte - Via Boldrini, 5 - Bologna - Telef. 22.463
Piacenza - REFIT - Via Roma, 35 - Telef. 2561
Lazio - Puglie - Marche - Toscana - Umbria - Calabria - Basilicata - Sardegna - S.p.a. REFIT - Roma - Via Nazionale, 67 - Telef. 44.217. — Milano - Via F.lli Bronzetti, 17 - Tel. 723.223
Liguria - Rag. GIANNI CICERI - Via XX Settembre, 14/9 - Genova - Telef. 51.883
Veneto - Organizzazione BOSOVICH - Ing. IVONE - Via Mestrina, 33 - Mestre (Venezia) - Telef. 51.836
Sicilia - Rappresentanze Radio - Corso Finocchiaro Aprile, n. 219 - Palermo
Campania - ODDO ACHILLE - Via Novara, 1 - Napoli - Telef. 56.829
Piemonte - ZAGNI - Piazza Donegani, 3 - Milano - Telef. 239.089

A.L.I.

AZIENDA LICENZE INDUSTRIALI

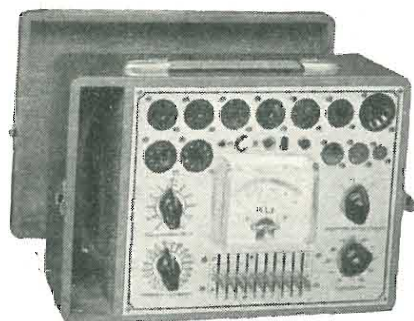
FABBRICA APPARECCHI E MATERIALI RADIO TELEVISIVI

ANSALDO LORENZ INVICTUS

MILANO - VIA LECCO, 16 - TEL. 221.816 - 276.307 - 223.567

Ansaldino 5 valvole onde medie e corte L. **7.300**

Valigetta con Ansaldino 1° e motorino a 3 vel. L. **23.000**

Ansaldino a modulazione comando a tastiera e ascolto programma TV separato L. **22.500**

Provavalvole completo di tutti gli zoccoli per Radio-TV - subminiatur e adattore per la prova a tubi R.C. L. 28.000
lo stesso con analizzatore 20.000 ohm/volt L. 42.000

Analizzatore megaohmetro capacimetro misur. d'uscita mod. 621 (20000 ohm/volt)

Strumento ad ampio quadrante mm. 125x98

Dimensioni 205x13'x90 L. **18.000**
Borsa L. **1.000**

10.000 ohm/Volt tascabile L. 7.500
20.000 ohm/Volt tascabile L. 10.000
con astuccio L. 700 in più

ANTENNE TELEVISIVE • CAVI ED ACCESSORI PER IMPIANTI ANTENNE TV • STRUMENTI DI MISURA E CONTROLLO RADIO E TV • VALVOLE E RICAMBI RADIO E TV

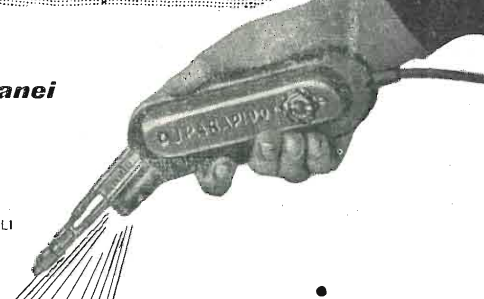
Richiedete listino con tutti i dati tecnici

VICTOR

RADIO E TELEVISIONE

APPARECCHI A MODULAZIONE DI FREQUENZA

erre - erre

MILANO - Via Cola di Rienzo 9 - tel. uff. 470.197 lab. 474.625

—Dott. Ing. PAOLO AITA — FABBRICA MATERIALI E APPARECCHI PER L'ELETTRICITÀ — TORINO - CORSO S. MAURIZIO 65 - TEL. 82.344

65/3 serie anie 6 valvole
65/4 serie anie 6 valvole
74/1 classe anie MA-MF
76/4 alta fedeltà MA-MF

Stagione 1956|57

RADIO Unda TV

65/5 fono tavolo MA
74/2 fono tavolo MA-MF
76/5 fono tavolo MA-MF ***alta fedeltà***
76/6 fono pavimento MA-MF ***alta fedeltà***

TS 12 televisore 17"
TS 58 televisore 21"
TS 82 televisore 24"

UNDA RADIO S.A. - COMO

Rappr. Gen. TH. MOHWINCKEL - Via Mercalli 9 - Milano

LA RADIOTECNICA

di Mario Festa

Valvole per industrie elettroniche
Valvole per industrie in genere
Deposito Radio e Televisori Marelli

•

Valvole per usi industriali a pronta consegna

•

- MILANO -
Via Napo Torriani, 3
Tel. 661.880 - 667.992

TRAM 2 - 7 - 16 - 20 - 28 (vicino alla Stazione Centrale)

ORGAL RADIO

DI ORIOLI & GALLO

COSTRUZIONE APPARECCHI RADIO ● PARTI STACCATE

•

Radiomontatori!

Presso la

ORGAL RADIO

troverete tutto quanto Vi occorre per i Vostri montaggi e riparazioni ai prezzi migliori.

Tutte le parti staccate Radio e TV

SCATOLE DI MONTAGGIO

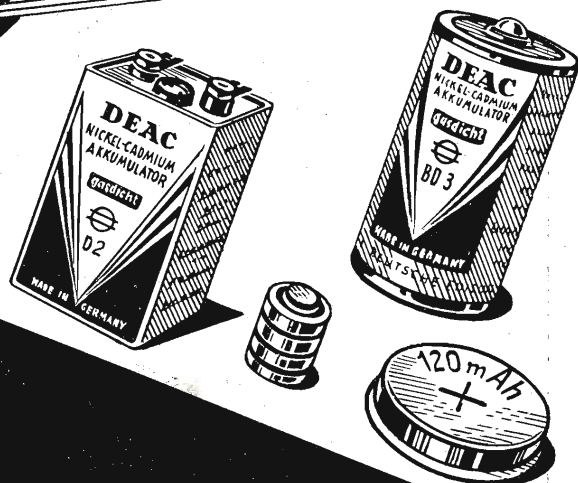
Richiedere il nuovo listino prezzi

•

MILANO - Viale Montenero, 62 - Tel. 585.494

ERMETICI al Ni-Cd

DEAC

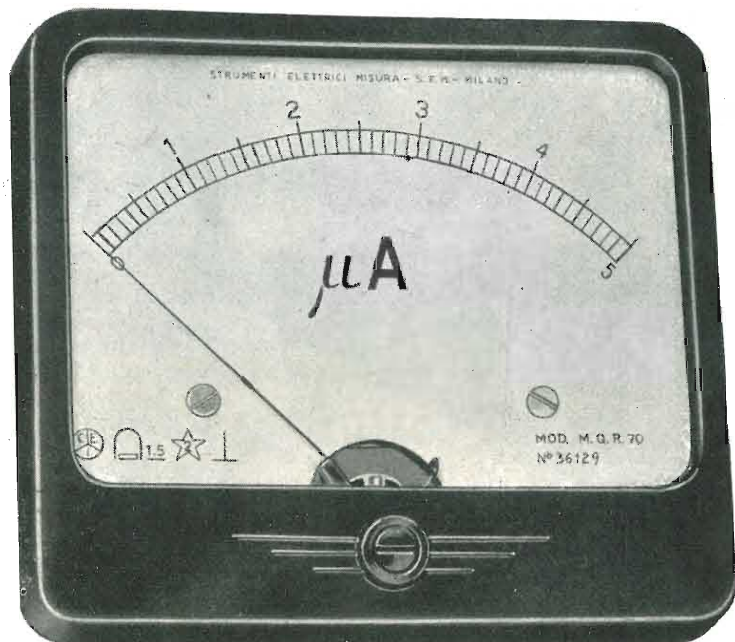
NESSUNA MANUTENZIONE
PERFETTA ERMETICITÀ
POSSIBILITÀ DI MONTAGGIO IN QUALSIASI POSIZIONE

RADIO PORTATILI
PROTESI AUDITIVA
ILLUMINAZIONE
APPARECCHIATURE SCIENTIFICHE

AGENTE GENERALE PER L' ITALIA:
TRAFILERIE e LAMINATOI di METALLI S.p.A. - MILANO
VIA A. DE TOGNI N. 2 - MILANO - TELEF.: 87.69.46 - 89.84.42

Rappresentante: Ing. GEROLAMO MILO
Via Stoppani, 31 - MILANO - Tel. 27.89.80

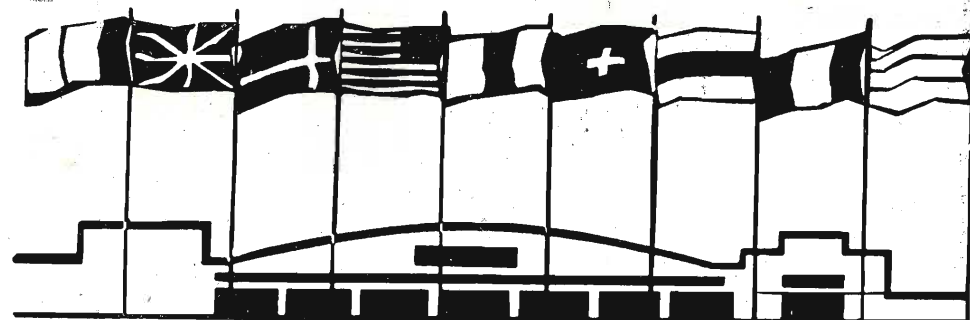
SEM - STRUMENTI ELETTRICI DI MISURA

di A. TRAVAGLINI

MILANO VIA MORANDI, 7 - TELEFONO 252.534 - **MILANO**

Millivoltmetri - Microamperometri - Voltmetri - Milliamperometri - Amperometri - Pirometri - Galvanometri - Ohmetri - Frequenziometri del tipo a lamelle vibranti - Wattmetri - Fasometri Elettrodinamici - Tester - Tester prova Valvole - Strumenti da pannello, da quadro e portatili, per c. c. e c. a.

7° Salone Internazionale della Tecnica

torino
26 settembre 6 ottobre 1957

METALLURGIA - MECCANICA GENERALE - MACCHINE UTENSILI - UTENSILERIA - COSTRUZIONI AERONAUTICHE - ELETTROTENICA - ELETTRONICA - ENERGIA NUCLEARE - MATERIE PLASTICHE, GOMMA, VERNICI E COLLANTI - CINEMATOGRAFIA - FOTOGRAFIA - OTTICA - MACCHINE ED IMPIANTI PER L'EDILIZIA ED I LAVORI STRADALI

PALAZZO DELLE ESPOSIZIONI AL VALENTINO

Riduzioni ferroviarie

Manifestazioni collegate:

II MOSTRA-CONCORSO NAZIONALE DELLE INVENZIONI E DEI PROGRESSI INDUSTRIALI DELLA MECCANICA
RASSEGNA INTERNAZIONALE DELLA STAMPA TECNICA, SCIENTIFICA E PERIODICA
CONGRESSO PROMOSSO DAL « CRATEMA » SU: LA TECNICA E IL MERCATO
IX CONGRESSO INTERNAZIONALE DELLA TECNICA CINEMATOGRAFICA
IX SETTIMANA CINEMATOGRAFICA INTERNAZIONALE
IX CONGRESSO INTERNAZIONALE DELLE MATERIE PLASTICHE
PROIEZIONI DOCUMENTARI TECNICI

Manifestazioni organizzate dal salone:

III CONVEGNO INTERNAZIONALE DELLA VIABILITA' INVERNALE (**CERVINIA** - 4-7 FEBBRAIO 1957)
I SALONE INTERNAZIONALE DEL TRATTORE E APPLICAZIONI RELATIVE (12-19 MAGGIO 1957)

Delegazioni all'Estero:

PARIGI: CAMERA DI COMMERCIO ITALIANA DI PARIGI - 134, Rue du Faubourg St. Honoré - Paris VIII - Tel.: Elysées 46.27 - Balzac 39.80 - 41.88
FRANCOFORTE SUL MENO: CAMERA DI COMMERCIO ITALIANA PER LA GERMANIA - Feldbergstrasse, 24 - Tel. 77.47.47 - 77.47.67
BRUXELLES: CAMERA DI COMMERCIO BELGO-ITALIANA - Rue du Midi, 61 - Tel. 12.96.31
AMSTERDAM: J. LEONARD LANG - Stadhouderskade, 114 - Tel. 71.97.44
GINEVRA: PONDIL S. A. - Rue de la Tour de l'Ile, 1 - Tel. 25.62.34
WEMBLEY (Middx): FIAT ENGLAND LTD - Water Road - Tel.: Perivale 56.51

Comitato e Segreteria del Salone: TORINO
Via Massena, 20 - Telefono 40.229 - Telegrammi: Saltecnica - Torino

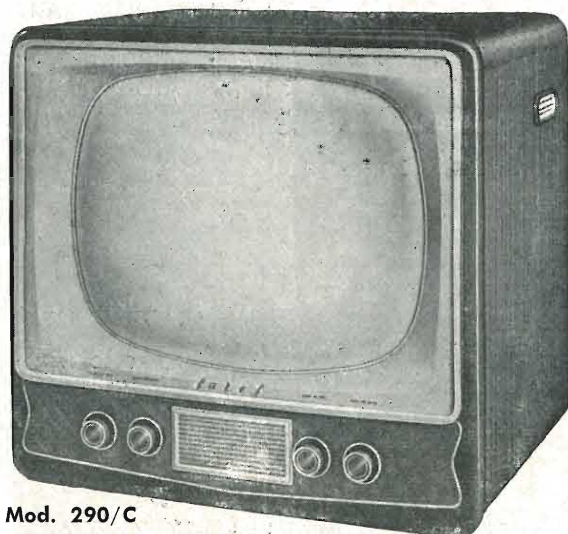
F. A. R. E. F. - RADIO

MILANO - VIA VOLTA, 9 - TELEF 666.056

Mod. BABY/B

Supereterodina a 4 valvole - onde medie: 190 a 580 m. - Alimentazione a batteria - antenna interna ferroxube - elegante mobile in plastica avorio. - cm. 15 x 22 x 6.

Mod. LUS

Supereterodina a 6 valvole compreso occhio magico - Onde medie - corte e fono - Alimentazione universale - Mobile di elegante rifinitura con frontale in plastica avorio. - cm. 40 x 28 x 17.

Mod. 290/C

T.V. 21 pollici con cinescopio a 90° ad alta luminosità - altoparlante frontale - antenna 300 ohm - dimens. 62 x 64 x 54. - 22 valvole più cinescopio - circuito cascode ad alta sensibilità - Sincronismi automatici, altoparlante di massima fedeltà - semplicità di regolazione - cristallo di protezione - mobile in legno pregiato di perfetta rifinitura. Alimentazione da 110 a 280 volt, 42-50 Hz.

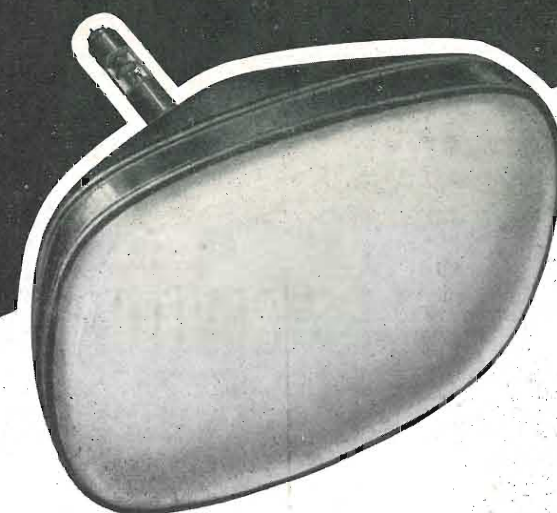
• LISTINI PREZZI A RICHIESTA •

Listino provvisorio

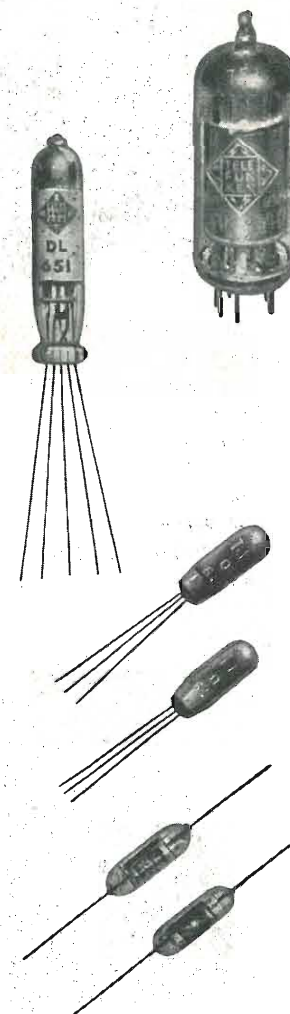
Editrice IL ROSTRO

M I L A N O

Via Senato, 28 - Tel. 702.908 - 798.230

Autore / Titolo		Prezzo
SCHEMARIO TV - 1ª serie 1954	L.	2.500
SCHEMARIO TV - 2ª serie 1955	»	2.500
SCHEMARIO TV - 3ª serie 1956	»	2.500
Ing. F. Simonini & C. Bellini — **LE ANTENNE**	»	3.000
Ing. A. Nicolich — **LA SINCRONIZZAZIONE DELL'IMMAGINE IN TELEVISIONE**	»	3.300
A. V. J. Martin — **COME SI RIPARA IL TELEVISORE**	»	1.300
M. Personali — **RADIO E TELEVISIONE CON TUBI ELETTRONICI** in brossura	»	2.700
in tela	»	3.000
C. Favilla — **GUIDA ALLA MESSA A PUNTO DEI RICEVITORI TV**	»	1.200
Ing. A. Nicolich — **LA RELATIVITA' DI ALBERT EINSTEIN**	»	500
Ing. G. Mannino Patanè — **NUMERI COMPLESSI**	»	300
Ing. G. Mannino Patanè — **ELEMENTI DI TRIGONOMETRIA PIANA**	»	500
Ing. D. Pellegrino — **BOBINE PER BASSA FREQUENZA**	»	500
G. A. Uglietti — **I RADDRIZZATORI METALLICI**	»	700
E. Aisberg — **LA TELEVISIONE? E' UNA COSA SEMPLICISSIMA!**	»	1.100
O. L. Johansen — **WORLD RADIO VALVE**	»	1.000
G. Termini — **INNOVAZIONI E PERFEZIONAMENTI nella struttura e nelle parti dei moderni ricevitori**	»	500
A. Contorni — **COME DEVO USARE IL TELEVISORE**	»	200
G. Coppa — **LA DISTORSIONE NEI RADIORICEVITORI**	»	160
P. Soati — **CORSO PRATICO DI RADIOCOMUNICAZIONI**	»	200
P. Soati — **METEOROLOGIA**	»	220
A. Pisciotta — **TUBI A RAGGI CATODICI**	»	450
A. Pisciotta — **PRONTUARIO ZOCCOLI VALVOLE EUROPEE**	»	1.000
Lund Johansen — **WORLD RADIO TELEVISION VALVE**	»	1.250

TELEFUNKEN
GARANZIA DI DURATA
GARANZIA DI QUALITÀ

TELE FUN KEN

VALVOLE DI OGNI TIPO
CINESCOPI
TUBI A RAGGI CATODICI
TRANSISTORI
DIODI AL GERMANIO

Radiotelevisione

TELEFUNKEN

la marca mondiale

TELEFUNKEN Radio Televisione S. p. A. - MILANO - P.zza Bacone 3 - Tel. 278.556

SONO USCITI:

F. GHERSEL

I RICEVITORI DI TELEVISIONE A COLORI

La tecnica della TV a colori sta evolvendosi lentamente verso realizzazioni pratiche di maggior sensibilità e minor costo. Il sistema americano N.T.S.C. si è rivelato in questi ultimi anni di intense ricerche nei laboratori delle maggori industrie radioelettriche del mondo intero, assolutamente idoneo allo svolgimento pratico di un servizio in TV a colori compatibile col bianco e nero. Esso è stato pertanto ormai praticamente accettato universalmente come il sistema adatto per lo svolgimento dei futuri servizi di TV a colori in tutte le nazioni del mondo civile. Quest'opera illustra in modo preciso ed esauriente tutte le caratteristiche del sistema N.T.S.C., dai fondamenti della visione a colori alla pratica realizzazione.

Il volume contiene 4 tavole a colori fuori testo e 6 schemi di ricevitori. - Pag. 236 - Formato 17x24 cm. con sopracopertina a colori. - L. 3000,—.

H. SCHREIBER

TRANSISTORI

tecnica e applicazione

Quest'opera di grande attualità illustra in modo chiaro, semplice e preciso tutta la tecnica dei transistori dai principi fondamentali di funzionamento al loro impiego nei circuiti radioelettrici, con numerose applicazioni pratiche.

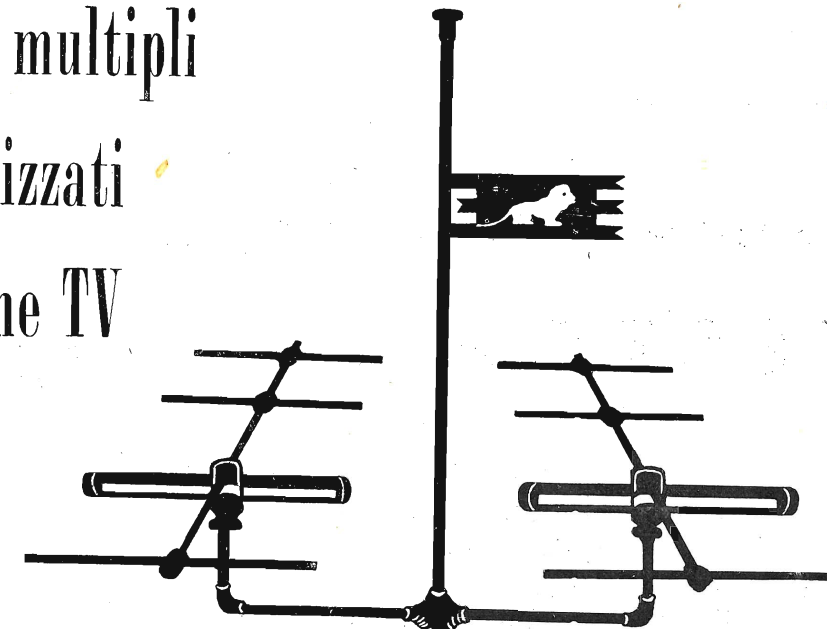
E' il breviario del radiotecnico che si accinge ad accostarsi ai circuiti con transistori.

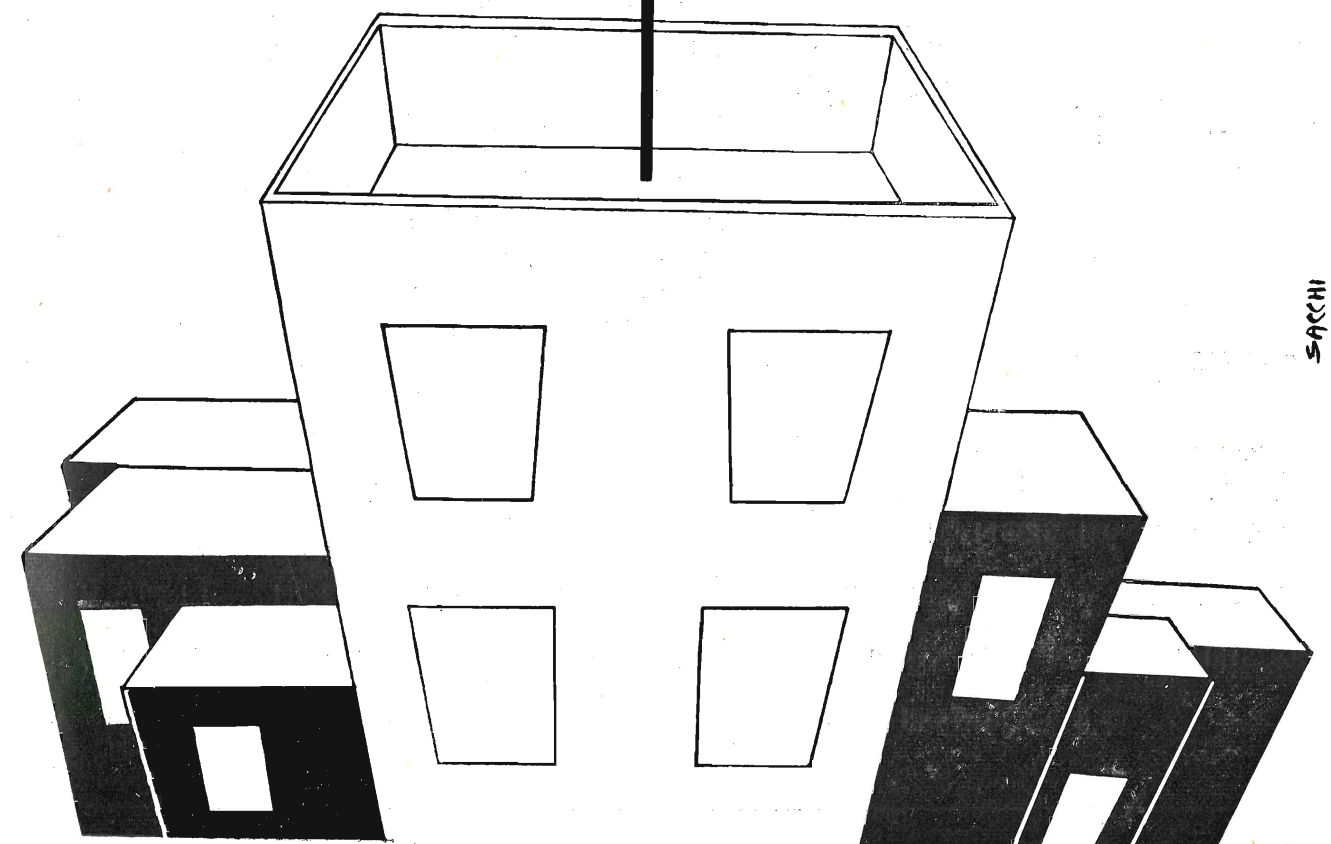
Volume di pagg. XII-160 - Formato 15,5x21,5 cm. - L. 1500,—.

Editrice IL ROSTRO - Milano

LIONELLO NAPOLI - MILANO

UFFICI VIALE UMBRIA, 80 TELEFONO 573.049 - OFFICINA VIA BOVISASCA, 195 - 75 TELEFONO 970.303

impianti multipli
e centralizzati
di antenne TV

TUTTI GLI ACCESSORI
PER IMPIANTI TV

SACCHI

ING. S. & Dr. GUIDO BELOTTI

Telegr.: Ingbelotti Milano

MILANO
PIAZZA TRENTO, 8

Telefoni 54.20.51 54.20.52 54.20.53 54.20.20

GENOVA
Via G. D'Annunzio, 1-7
Telef. 52.309

ROMA
Via del Tritone, 201
Telef. 61.709

NAPOLI
Via Medina, 61
Telef. 23.279

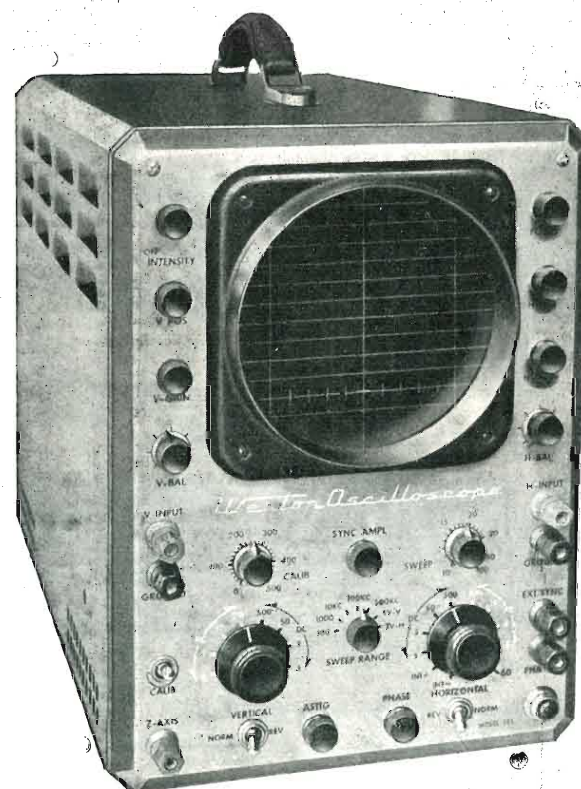
NUOVO OSCILLOGRAFO
WESTON MOD. 983

Ampia gamma di frequenza (fino a 4,5 Mc)

Elevata sensibilità (15 millivolt per 25 mm)

Spostamento di fase minimo

Modulazione asse Z

PRONTO A MILANO

Tensioni di taratura: 500mV, 5V, 50V, 500V

Frequenza spazzolamento: 10-500000 Hz variabile

Polarità verticale e orrizzontale: reversibile

Impedenza d'ingresso 1MΩ - 60pF

Peso: Kg. 20
Dimensioni: 25x35x49

GENERATORI DI SEGNALI CAMPIONE - OSCILLATORI RF E BF - MEGAOHMMETRI OSCILLOGRAFI - MISURATORI D'USCITA - PONTI RCL - STRUMENTI ELETTRICI PER USO INDUSTRIALE E PER LABORATORI - VARIATORI DI TENSIONE "VARIAC" - REOSTATI PER LABORATORI - LABORATORIO RIPARAZIONI E TARATURE

7

LUGLIO 1957

XXIX ANNO DI PUBBLICAZIONE

Proprietà . . . . EDITRICE IL ROSTRO S.A.S.
Gerente . . . . Alfonso Giovene

Consulente tecnico . . . dott. ing. Alessandro Banfi

Comitato di Redazione

prof. dott. Edoardo Amaldi - dott. ing. Vittorio Banfi - sig. Raoul Biancheri - dott. ing. Cesare Borsarelli - dott. ing. Antonio Cannas - dott. Fausto de Gaetano - dott. ing. Leandro Dobner - dott. ing. Giuseppe Gaiani - dott. ing. Gaetano Mannino Patanè - dott. ing. G. Monti Guarnieri - dott. ing. Antonio Nicolich - dott. ing. Sandro Novellone - dott. ing. Donato Pellegrino - dott. ing. Celio Pontello - dott. ing. Giovanni Rochat - dott. ing. Almerigo Saitz - dott. ing. Franco Simonini.

Direttore responsabile dott. ing. Leonardo Bramanti

Direzione, Redazione, Amministr. e Uffici Pubblicitari VIA SENATO, 28 - MILANO - TEL. 70.29.08/79.82.30 C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « **l'antenna** » e la sezione « **televisione** » si pubblicano mensilmente a Milano. Un fascicolo separato costa **L. 350;** l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 2500 più 50** (2% imposta generale sull'entrata); estero **L. 5000 più 100.** Per ogni cambiamento di indirizzo inviare **L. 50,** anche in francobolli.

Tutti i diritti di proprietà artistica e letteraria sono riservati per tutti i paesi.

La riproduzione di articoli e disegni pubblicati ne « **l'antenna** » e nella sezione « **televisione** » è permessa solo citando la fonte. La collaborazione dei lettori è accettata e compensata. I manoscritti non si restituiscono per alcun motivo anche se non pubblicati. La responsabilità tecnico-scientifica di tutti i lavori firmati spetta ai rispettivi autori, le opinioni e le teorie dei quali non impegnano la Direzione.

l'antenna

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

pag.

Editoriale

Tecnica e commercio, *A. Banfi* 289

Televisione e Modulazione di Frequenza

Principî dei sistemi elettronottici usati nei tubi trasmittenti e riceventi in televisione per la scansione elettronica (parte prima), *A. Nicolich* 290
Riparliamo della TV a colori, *A. Banfi* 303
Studio sulla TV a circuito chiuso. Il preamplificatore video di telecamere. La telecamera miniaturizzata (sesto articolo), *G. Nicolao* 320
Ricevitore di TV, Firte, mod. 22" 90° . . . . . allegato

Circuiti

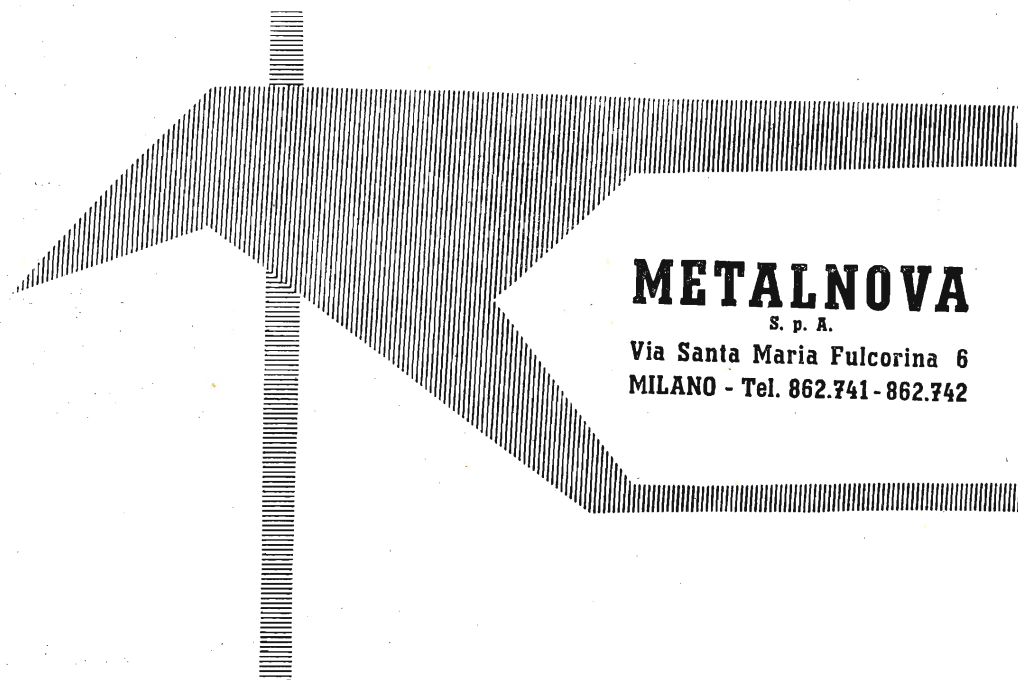
Amplificatori e diffusori per alta fedeltà perfezionati, *G. Dalpane* 304
Un originale apparato italiano, il telemicrofono, *F. Simonini* 310
Circuiti elementari a transistori per amatore, *G. Kuhn* . 316
Alimentatore stabilizzato per 500 W. *R. Biancheri* . . 331
Alimentatore stabilizzato con tubo e transistore, *G. Kuhn* 334
Circuito del radioricevitore per onde corte, Geloso, modello G207CR 336
Circuiti del ricevitore di TV, Firte, mod. 22" 90° . allegato

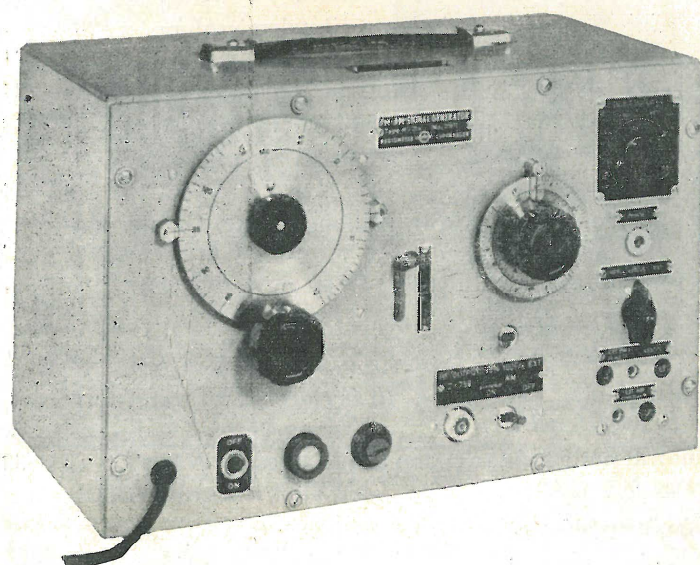
Tecnica applicata

Stabilizzazione del punto di lavoro dei transistori, *I. Macchiarini* 328
Memorie per calcolatrici con diodi a gas, *P. Nucci* . . 333

Rubriche fisse

Archivio schemi (Geloso, Firte) . . . . 336, allegato
Atomi ed elettroni 309
Nel mondo della TV 303
Notiziario industriale (Iris-Radio) 310
Rassegna della stampa, *I. Macchiarini, R. Biancheri, P. Nucci, G. Kuhn* 328
Segnalazione brevetti 327
Sulle onde della radio, *micron* 297

RADIOMETER
COPENHAGEN

METALNOVA
S. p. A.
Via Santa Maria Fulcorina 6
MILANO - Tel. 862.741 - 862.742

GENERATORE DI SEGNALI
PER RICEVITORI FM Mod. MS 25

Campo di frequenza:
da 86 a 108 MHz e da 9,5 a 12 MHz

Uscita:
variabile da 1 microvolt a 100 millivolt con un attenuatore a pistone; impedenza 75 ohm

Modulazione d'ampiezza:
profondità 30% con un oscillatore interno di 100 Hz, o dallo 0 al 50% con un oscillatore esterno. Possibilità di modulare contemporaneamente l'ampiezza e la frequenza

Modulazione di frequenza:
deviazione da 0 a 200 kHz con un oscillatore interno di 400 Hz o con un oscillatore esterno

generatori di disturbi • oscilloscopi • oscillatori di bassa frequenza • ponti di misura • registratori di risposta • galvanometri a indice luminoso

Tecnica e Commercio

Si è testè concluso a Parigi un importante convegno di tecnici per discutere su questioni inerenti alla TV a colori.

Tale convegno organizzato dalla « Union Internationale de Phisique » sotto il patrocinio della UNESCO ha fatto affluire a Parigi una vera folla di scienziati e tecnici di tutto il mondo: basti pensare che il numero di partecipanti previsto inizialmente dal Comitato organizzatore in 50-60 persone, ha superato le 260 persone. Le più note personalità del mondo scientifico internazionale nel settore TV erano presenti con interessanti relazioni animatamente discusse. Americani, inglesi, francesi, olandesi, tedeschi, russi e di molte altre nazionalità animarono il convegno con l'esposizione dei risultati di interessanti ricerche sperimentali nel campo generale della TV a colori. Una rappresentanza italiana dei più noti ed appassionati tecnici che stanno seguendo l'evoluzione della TV a colori faceva pure atto di presenza.

Ma, diciamolo sinceramente, è sconfortante constatare come oggi, mentre tutto il mondo tecnico della TV è proteso allo studio ed all'affinamento dei numerosi problemi del colore, nessuno fra i nostri Enti od industrie qualificati abbia sentito il bisogno od almeno l'opportunità di occuparsi fattivamente, sia pur in minima misura, di tale argomento.

Si suol dire a questo proposito, che a risvegliare l'attenzione del pubblico sulla TV a colori, si avrebbero ripercussioni commerciali sulla vendita degli attuali televisori in bianco-nero.

E si dice anche che tali preoccupazioni non esistono in America ed Inghilterra ove il numero dei telespettatori è già di molti milioni, mentre da noi si è appena superato il mezzo milione di abbonati TV.

Ma allora cosa dire della Francia ove, pur non essendosi ancora raggiunti i 300.000 abbonati alla TV, i principali laboratori dello Stato e dell'industria lavorano da tempo attivamente nel campo sperimentale della TV a colori ed hanno presentato al citato recente convegno di Parigi dei risultati veramente notevoli e di estremo interesse per tutti i tecnici convenuti.

Anzi proprio i francesi ci hanno mostrato, in via del tutto sperimentale beninteso, una brillante soluzione del problema dell'adattamento del sistema amercano N.T.C.S., proprio allo standard di 625 righe, che l'Italia ha a suo tempo adottato per prima ufficialmente in Europa.

Nel corso di una simpatica riunione conviviale che ha seguito i lavori del Congresso, dirigenti industriali e commerciali mi hanno confermato che in Francia, nonostante l'intensa attività di ricerca e sperimentale dei laboratori nel campo della TV a colori, nessuno avverte la minima influenza negativa sul commercio dei televisori in bianco-nero poichè sia i rivenditori, che il pubblico sanno che ancora per parecchi anni a venire non vi potrà essere un regolare servizio di TV a colori e che per i primi tempi le immagini fornite da un buon televisore in bianco-nero non saranno affatto inferiori come qualità a quelle a colori pur costando l'apparecchio almeno la metà od un terzo del televisore a colori.

Occorre quindi che questa logica e sana mentalità si trasferisca anche in casa nostra.

Occorre rendersi conto che la politica dello struzzo di ignorare volutamente ciò che avviene in campo tecnico all'estero nel settore della TV a colori

(il testo segue a pag. 335)

Principî dei Sistemi Elettronottici Riceventi in Televisione per la Usati nei Tubi Trasmittenti e Scansione Elettronica

La concentrazione e la deviazione del fascio di raggi catodici vengono ottenute, tanto nel tubo di ripresa in trasmissione. quanto nel cinescopio in ricezione, imprimendo alla corrente elettronica delle forze dovute al suo moto entro campi elettrici e magnetici.

(parte prima)

dott. ing. Antonio Nicolich

TANTO NEL TUBO di presa in trasmissione, quanto nel cinescopio in ricezione la scansione si effettua per mezzo di un fascetto catodico costituito da una corrente di elettroni liberi entro un'ampolla in cui è fatto il vuoto estremamente spinto. Gli elettroni emessi da un catodo riscaldato devono essere concentrati in un pennello per quanto possibile sottile e successivamente deviati. La concentrazione e la deviazione vengono ottenute imprimendo alla corrente elettronica delle forze dovute al suo moto entro i campi elettrici e magnetici.

. - MOTO ELETTRONICO NEL VUOTO IN UN CAMPO ELETTRONICO PARALLELO ALLA DIREZIONE DELLO SPOSTAMENTO (fig. 1).

Il moto si intende fra due superfici: una incandescente detta catodo K supposta a potenziale zero, l'altra detta anodo A mantenuta al potenziale V_a rispetto al catodo e posta alla distanza d da esso. Sia nulla la velocità iniziale degli elettroni emessi dal catodo. Sotto l'azione del campo elettrico creato dalla d.d.p. V_a gli elettroni acquistano una certa accelerazione ed una certa velocità v.

Il campo elettrico fra K e A vale: $E = \dfrac{V_a}{d}$ (volt/m) [1]

La forza F che si esercita sull'elettrone è data dalla:

$$F = e\,E \text{ (newton)} \qquad [2]$$

essendo e la carica dell'elettrone.

Per trasportare la carica e da K ad A le forze del campo eseguono il lavoro:

$$L = F \cdot d = e \cdot E \cdot d = e \cdot V_a \text{ (newton/m)} \qquad [3]$$

Per l'equilibrio dinamico il lavoro L deve eguagliare l'energia cinetica acquisita dall'elettrone giunto in A:

$$e\,V_a = \frac{m_o\,v^2}{2} \qquad [4]$$

essendo m_o la massa dell'elettrone in riposo.

Dalla [4] di deduce immediatamente la velocità dell'elettrone:

$$v = (2\,e\,V_a/m_o)^{1/2} \text{ (m/sec)} \qquad [5]$$

Dalla Fisica è noto il valore del rapporto $\dfrac{e}{m_o}$ fra la carica e la massa dell'elettrone in riposo:

$$\frac{e}{m_o} = \frac{1{,}59 \cdot 10^{-19}\text{ (Coulomb)}}{8{,}99 \cdot 10^{-31}\text{ (kg)}} = 1{,}77 \cdot 10^{11} \text{ (coulomb/kg)} = 1{,}77 \cdot 10^{7} \text{ (u.e.m/g)}$$

questo valore sostituito nella [5] fornisce:

$$v = 5{,}95 \cdot 10^5 \sqrt{V_a} \text{ (m/sec)} \qquad [6]$$

la quale mostra che la velocità finale è indipendente dalla distanza percorsa dall'elettrone. Ad esempio posto $V_a = 10^4$ volt si deduce dalla [6]: $v = 59.500$ km/sec.

Notiamo incidentalmente che la [6] per tensioni molto alte V_a cade apparentemente in difetto. Infatti per $V_a = 300\ kV$, la [6] fornisce $v = 3{,}26 \cdot 10^5$ km/sec., ossia l'elettrone acquisterebbe una velocità maggiore di quella della luce nel vuoto. È noto che la teoria einsteiniana nega questa possibilità; la stessa teoria fornisce però anche la soluzione della difficoltà: coll'aumento della velocità un corpuscolo (elettrone nel nostro caso) subisce un incremento di massa, tale che la sua massa m alla velocità v è legata alla massa m_o del corpuscolo fermo, dalla relazione relativistica:

$$m = m_o \left(1 - \frac{v^2}{C^2}\right)^{-1/2} \qquad [7]$$

dove: $C = 3 \cdot 10^5$ km/sec è la velocità della luce nel vuoto.

La [7] dice che se $v = C$ la massa diventa infinita; ma ciò è inverosimile, perciò la teoria di Einstein postula che la velocità della luce nel vuoto è un limite irraggiungibile con corpuscoli in moto; in altre parole: nulla può correre quanto la luce.

Sostituendo la [7] nella [5] si ha:

$$v = \left[\frac{2\,e\,V_a \left(1 - \dfrac{v^2}{C^2}\right)^{1/2}}{m_o}\right]^{1/2}$$

da cui successivamente:

$$v^4 = \frac{4^2\,C^2\,e^2\,V^2_a - 4\,e^2\,V^2\,v^2}{C^2\,m^2_o}$$

$$m^2_o\,C^2\,v^4 + 4\,e^2\,V^2_a\,v^2 - 4\,C^2\,e^2\,V^2 = 0$$

$$v = \left\{\frac{-2\,e^2\,V^2_a + 2\,e\,V_a\sqrt{e^2\,V^2_a + C^4\,m^2_o}}{C^2\,m^2_o}\right\}^{1/2} =$$

$$= \left\{2\left(\frac{e\,V_a}{C\,m_o}\right)^2 \left[-1 + \sqrt{e^4\,V^4_a + C^4\,m^2_o\,e^2\,V^2_a}\right]\right\}^{1/2}$$

$$v = \left\{2\left(\frac{e\,V_a}{C\,m_o}\right)^2 \left[-1 + \sqrt{1 + \left(\frac{C^2\,m_o}{e\,V_a}\right)^2}\right]\right\}^{1/2} \text{ (m/sec)} \qquad [8]$$

sostituendo nella [8]:

$$C = 3 \cdot 10^8 \text{ (m/s)}; \quad \frac{e}{m_o} = 1{,}77 \cdot 10^{11} \text{ (coulomb/kg)}:$$

$$V_a = 3 \cdot 10^5 \text{ (volt)}$$

si ottiene:

$$v = \left\{2\left(\frac{1{,}77 \cdot 10^{11} \cdot 3 \cdot 10^5}{3 \cdot 10^8}\right)^2 \left[-1 + \sqrt{1 + \left(\frac{3 \cdot 10^8}{1{,}77 \cdot 10^{11} \cdot 3 \cdot 10^5}\right)^2}\right]\right\}^{1/2} = 2{,}46 \cdot 10^8 = 246.000 \text{ (km/s)}$$

ossia le velocità dell'elettrone è minore di quella della luce ($C = 300.000$ km/s).

La teoria di Einstein circa la composizione delle velocità ha nei tubi a raggi catodici una delle sue più importanti applicazioni, data l'altissima velocità di cui sono ivi animati gli elettroni.

La [6] assicura che la velocità dell'elettrone è direttamente proporzionale alla radice quadrata della tensione applicata all'anodo acceleratore. Dalla stessa formula scende che un elettrone liberato dal catodo con velocità iniziale nulla, se accelerato con 1 volt acquista la velocità di 595 km/sec; è uso esprimere questo fatto dicendo che il corpuscolo acquista l'energia cinetica di 1 elettronevolt. Uscendo dallo spazio catodo-anodo, per esempio attraverso un forellino praticato in questo ultimo, l'elettrone prosegue di moto rettilineo uniforme.

2. - MOTO ELETTRONICO NEL VUOTO IN UN CAMPO ELETTRICO PERPENDICOLARE ALLA DIREZIONE DELLO SPOSTAMENTO.

Se l'elettrone è emesso dal catodo con velocità iniziale diversa da zero, assume un moto secondo una certa direzione imposta dalla velocità iniziale. Se in queste condizioni attraversa una zona dove esiste un campo elettrico le cui linee di forza sono perpendicolari alla direzione del moto elettronico, il corpuscolo viene deviato dal suo cammino originario. Questa situazione si realizza con la disposizione di fig. 2 in cui il campo elettrostatico è generato dalle due placche parallele P_1 e P_2 a distanza d, alle quali è applicata la d.d.p. V, disposte parallelamente alla traiettoria rettilinea originaria dell'elettrone animato dalla velocità v (m/sec). Si ritenga uniforme il campo E fra P_1 e P_2, ciò equivale a trascurare le sue deformazioni ai bordi delle piastre. L'elettrone subisce una forza F diretta verso la piastra positiva e di intensità data ancora dalla [2]. L'accelerazione impressa all'elettrone è data dal rapporto tra la forza F e la massa m_o:

$$a = \frac{F}{m_o} = \frac{e\,E}{m_o} = \frac{e\,V}{m_o d} \text{ (m/sec}^2\text{)}.$$

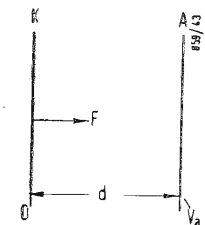



Fig. 1 - Moto elettronico in un campo elettrico uniforme diretto come lo spostamento.

Questa accelerazione non si manifesta lungo le superfici equipotenziali, perchè, essendo esse perpendicolari alle linee di forza. il campo non ammette nessuna componente in

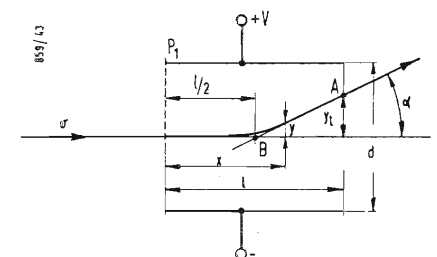



Fig. 2 - Moto elettronico in un campo elettrico uniforme diretto perpendicolarmente allo spostamento iniziale.

tale direzione. Assumendo come origine del sistema di assi di riferimento il punto O in cui l'elettrone entra nella zona di azione del campo, si hanno le seguenti espressioni per le coordinate x e y del generico punto della traiettoria interna al campo, dopo il tempo t:

$$x = v\,t\,(m)\;;\quad y = \frac{1}{2}\,a\,t^2 = \frac{e\,V}{2\,m_o\,d}\,t^2\;(m)$$

dalle quali è possibile dedurre in modo elementare l'equazione della traiettoria elettronica; basta eliminare il tempo e pervenire all'espressione:

$$y = \frac{e\,V}{2\,m_o\,d}\left(\frac{x}{v}\right)^2 (m) \qquad [9]$$

che è l'equazione di una parabola. Per $x = l$ (lunghezza delle piastre e quindi del campo elettrico deviatore) la [9] fornisce:

$$y_l = \frac{e\,V}{2\,m_o\,d}\left(\frac{l}{v}\right)^2 (m) \qquad [10]$$

Quando l'elettrone esce dal campo, prosegue di moto rettilineo ed uniforme nella direzione della tangente alla parabola nel punto A in cui abbandona la zona d'influenza del campo. La tangente dell'angolo α fermato dalle direzioni di incidenza e di emergenza dell'elettrone è per definizione la derivata di y_l rispetto all'ascissa $x_A = l$:

$$\mathrm{tg}\,\alpha = \frac{dy_l}{dl} = \frac{e\,V\,l}{m_o\,d\,v^2} \qquad [11]$$

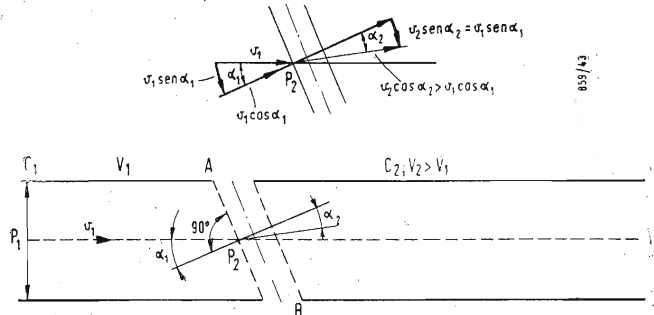



Fig. 3 - Moto elettronico in un campo elettrico uniforme formante un angolo α diverso di $\pi/2$ con la direzione dello spostamento iniziale.

Per la14] $v^2 = \dfrac{2\,e\,V_a}{m_o}$, che sostituita nella [11] dà:

$$\mathrm{tg}\,\alpha = \frac{V\,l}{2\,d\,V_a} \qquad [12]$$

la quale mette in evidenza che l'angolo di deviazione elettrostatica è direttamente proporzionale alla d.d.p. fra le piastre deviatrici P_1 e P_2 e alla loro lunghezza, inversamente proporzionale alla loro distanza d ed alla tensione dell'anodo acceleratore alla quale si deve il moto rettilineo di velocità v iniziale dell'elettrone prima di penetrare nel campo deviatore di P_1 e P_2; risulta invece indipendentemente dalla massa del corpuscolo in moto; ciò è di grande importanza nei tubi a raggi catodici che contengono sempre ioni negativi, che raggiungono lo schermo fluorescente dove provocherebbe la bruciatura localizzata del fosforo, nota come « macchia ionica », se vi insistessero per lungo tempo entro una piccola area, come avviene con la deviazione e-

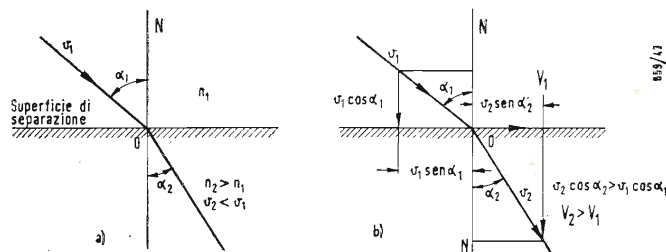



Fig. 4 - Confronto fra la rifrazione ottica a) e la rifrazione elettronica b)

lettromagnetica, invece, secondo la [12] gli ioni pesanti sono deflessi identicamente agli elettroni aventi massa almeno 1840 volte minori; allora gli ioni non possono insistere sempre sulla stessa piccola area, perchè vengono portati su tutta la superficie del tubo, ragion per cui sostano in ogni punto per un tempo brevissimo insufficiente a provocare la macchia ionica.

Sostituendo la [11] nella [10] si deduce:

$$y_A = \frac{\quad}{2}\,\mathrm{tg}\,\alpha \quad (m) \qquad [13]$$

cioè la tangente geometrica alla traiettoria nel punto A di ascissa $x_A = l$ taglia l'asse delle ascisse del tempo nel punto B posto a metà del campo, ossia $x_B = l/2$.

Le [9], [10], [11], [12] e [13] riassumono i principi della deviazione elettrostatica, oggi impiegata ancora in oscillografia, ma praticamente scomparsa dai ricevitori televisivi.

3. - MOTO ELETTRONICO NEL VUOTO IN UN CAMPO ELETTRICO FORMANTE UN ANGOLO QUALUNQUE DIVERSO DI 90° CON LA DIREZIONE DELLO SPOSTAMENTO.

Si abbia un sistema di due cilindri vuoti C_1 e C_2 come in fig. 3; C_1 è limitato a sinistra da un diaframma forato al centro, per cui un elettrone proveniente dal punto P può entrare in esso con velocità $v_1 = 5{,}95\cdot10^5\,\sqrt{V_1}$ essendo V_1 il potenziale costante applicato a V_1 internamente al quale non esiste alcun campo non essendovi d.d.p.; C_1 è limitato a destra da una griglia metallica inclinata di $\alpha^o{}_1$ sull'asse del cilindro coincidente con la direzione del moto elettronico iniziale. Il secondo cilindro (C_2) è posto parallelo e di seguito a C_1 ed è limitato a sinistra da una griglia parallela a quella terminale di C_1; C_2 è mantenuto al potenziale costante $V_2 > V_1$, per cui anche internamente a C_2 non vi è campo elettrico. Un campo elettrico si manifesta invece nello spazio tra le due griglie affacciate; un elettrone che attraversa questa regione viene deviato dal campo esistente, quindi cambia direzione. Le linee di forza del campo deviatore sono dirette perpendicolarmente alle due griglie, mentre le superfici equipotenziali sono piani paralleli alle griglie. Si decomponga la velocità iniziale v_1 in due direzioni, secondo le linee di forza e perpendicolarmente a queste:

$v_1 = \sqrt{(v_1 \cos \alpha_1)^2 + (v_1 \,\mathrm{sen}\, \alpha_1)^2}$; la componente parallela alle linee di forza vale $v_1 \cos \alpha_1$ nel punto P_2 di entrata nel campo; attraversandolo cambia valore (precisamente aumenta essendo $V_2 > V_1$) perchè ha subito un'accelerazione da parte di una forza diretta come le linee del campo. La componente in quadratura col campo, o parallela alle tracce sul disegno delle superfici equipotenziali non subisce variazioni perchè il campo non ammette componenti in

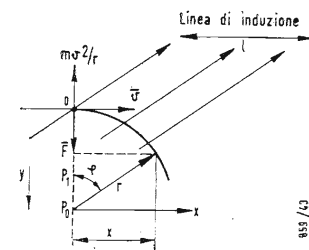



Fig. 5 - Moto di un elettrone in un campo magnetico perpendicolare allo spostamento.

tale direzione, quindi non agisce; dunque la componente della velocità $v_1 \,\mathrm{sen}\, \alpha_1$ rimane invariata nel passaggio attraverso i due cilindri. In conseguenza se $v_1 \,\mathrm{sen}\, \alpha_1$ è rimasta costante, mentre $v_1 \cos \alpha_1$ è aumentata, componendo i due vettori all'emergenza del campo si ottiene un vettore velocità risultante formante colla direzione del campo un angolo $\alpha_2 < \alpha_1$, cioè il vettore velocità in C_2 si è avvicinato alla normale alle superfici limitanti il campo. In conclusione la traiettoria dell'elettrone si è avvicinata alla detta normale.

Si è visto che la componente della velocità sulla superficie equipotenziale che separa due zone di diverso potenziale, rimane costante, per cui:

$$v_1 \,\mathrm{sen}\, \alpha_1 = v_2 \,\mathrm{sen}\, \alpha_2\,,$$

da cui

$$\frac{\mathrm{sen}\,\alpha_1}{\mathrm{sen}\,\alpha_2} = \frac{v_2}{v_1} \qquad [14]$$

che può interpretarsi come una legge, che governa la rifrazione elettronica, analoga alla legge di Snellins (o di Descartes) per la rifrazione ottica ed espressa dalla:

$$\frac{\mathrm{sen}\,\alpha_1}{\mathrm{sen}\,\alpha_2} = \frac{v_1}{v_2} = \frac{n_2}{n_1} \qquad [15]$$

in cui:

α_1 = angolo di incidenza
α_2 = angolo di rifrazione
v_1 = velocità dell'onda luminosa nel 1° mezzo
v_2 = velocità dell'onda luminosa nel 2° mezzo
n_1 = indice di rifrazione del 1° mezzo
n_2 = indice di rifrazione del 2° mezzo .

In fig. 4a) è indicata la rifrazione ottica di un raggio luminoso che passa da un mezzo meno denso ad un mezzo più denso ($n_2 > n_1$): la velocità v_2 nel 2° mezzo è minore della velocità v_1 nel 1° mezzo, cioè il raggio rifratto rallenta e si avvicina alla normale $N\,N$ alla superficie di separazione dei due mezzi.

In fig. 4 b) è indicata la rifrazione elettronica di un elettrone che passa da una regione a potenziale V_1 ad una seconda regione a potenziale $V_2 > V_1$; la superficie di separazione è una superficie equipotenziale; la velocità v_2 nella seconda regione è maggiore della velocità v_1 nella prima regione e l'elettrone dopo rifrazione percorre una traiettoria che nella seconda regione si avvicina alla normale. I due casi di rifrazione sono dunque analoghi, con questa differenza che se nella seconda zona la velocità aumenta l'elettrone si avvicina alla normale ($\alpha_2 < \alpha_1$), mentre l'onda luminosa si allontana; inversamente se il raggio luminoso rifratto si avvicina alla normale, perchè $v_2 < v_1$ (ed $n_2 > n_1$), l'elettrone si allontana, nella stessa ipotesi di $v_2 < v_1$.

Si vuole ora determinare una relazione fra gli indici di rifrazione n_1 e n_2 e i potenziali V_1 e V_2. Nel caso di fig. 4 b) la differenza di energia cinetica dell'elettrone all'uscita e all'entrata nel campo deviatore, cioè l'acquisto di forza viva in tale attraversamento, eguaglia il lavoro fornito dal campo $e = (V_2 - V_1)$, allora:

$$e = (V_2 - V_1) = \frac{1}{2}\,m\,(v^2{}_2 - v^2{}_1),$$

da cui

$$\frac{v_2}{v_1} = \sqrt{1 + \frac{2\,e\,(V_2 - V_1)}{m\,v^2{}_1}} \qquad [16]$$

ricordando che $\frac{1}{2}\,m\,v^2{}_1 = e\,V_1$, la [16] fornisce:

$$\frac{v_2}{v_1} = \sqrt{1 + \frac{V_2}{V_1} - 1} = \sqrt{\frac{V_2}{V_1}} \qquad [17]$$

che è la relazione cercata, la quale dice che nel passaggio dal caso ottico a quello elettronico si deve sostituire all'indice di rifrazione la radice quadrata del potenziale, come scende immediatamente dalla [15]. La stessa conclusione si può anche formulare dicendo che la ricerca della traiettoria di un elettrone in un campo elettrico qualunque si riporta ad un problema di propagazione della luce colla sostituzione di n con $\sqrt{V}$.

Sull'analogia fra le due rifrazioni è basata tutta l'ottica elettronica, cioè lo studio del moto di un pennello di elettroni entro campi elettrici e magnetici, perchè è possibile stabilire un parallelo fra le traiettorie e i percorsi dei raggi luminosi nei sistemi diottrici; si parla quindi di punto oggetto e di punto immagine, di ingrandimento trasversale ed angolare, di raggi parassiali e marginali, di aberrazioni (di sfericità, astigmatismo, coma, curvatura di campo, distorsione trapezia, a bariletto, a cuscinetto), etc., tutti argomenti ben noti dall'ottica geometrica, dalla quale si è presa a prestito la terminologia per il caso elettronico.

4. - MOTO ELETTRONICO NEL VUOTO IN UN CAMPO MAGNETICO PERPENDICOLARE ALLA DIREZIONE DELLO SPOSTAMENTO.

Da quanto esposto nel precedente paragrafo, scende che quando un elettrone penetra in un campo magnetico le cui linee di forza sono perpendicolari al suo spostamento, subisce una forza che è in quadratura sia colle linee di forza del campo, sia colla direzione del moto. Tale forza agente sull'elettrone vale:

$$F = B\,e\,v \;\text{(newton)} \qquad [18]$$

di cui la direzione e il senso sono determinabili con la regola della mano sinistra modificata, ovvero della mano destra di Fleming. Sotto l'azione della F, cui è sottomesso entro al campo, l'elettrone modifica la sua traiettoria iniziale, ma qualunque sia lo scarto, il suo moto avviene sempre in direzione perpendicolare alle linee di forza. Pertanto la velocità v è indipendente da F, ha modulo costante e varia

in direzione; allora i tre fattori del secondo membro della [18] hanno valore costante, per cui anche la F risulta tale. Lo spostamento entro al campo è diretto come la velocità, cioè risulta in ogni istante perpendicolare alla forza, la traiettoria è quindi un arco di cerchio. Il raggio r di questo cerchio si ottiene considerando la condizione di equilibrio dinamico, per la quale la forza F esercitata dal campo eguaglia la forza centrifuga:

$$B e v = \frac{m_o v^2}{r} \quad \text{da cui} \quad r = \frac{m_o v}{e B} \ (m) \qquad [19]$$

In fig. 5 sia O l'origine degli assi, in ascisse si portino gli spostamento orizzontali nella direzione x, in ordinate gli spostamenti verticali nella direzione y. Per $x = 0$ si ha $y = 0$ e l'elettrone occupa la posizione O. Per $x < r$ si ha:

$$y = OP_1 = OP_o - P_1P_o = r - r\cos\varphi = r\left(1 - \sqrt{1 - \frac{x^2}{r^2}}\right) \qquad [20]$$

infatti $\text{sen}\ \varphi = \frac{x}{r}$ e $\cos\varphi = \sqrt{1 - \text{sen}^2\ \varphi}$.

Se il campo ha la larghezza $x = l < r$, si deduce:

$$\text{sen}\ \varphi = \frac{l}{r} = \frac{e B l}{m_o v} \qquad [21]$$

Se $x = l \ll r$, cioè se il campo è molto stretto rispetto al raggio di curvatura della traiettoria, è lecito introdurre l'approssimazione

$$y_1 \cong r\left\{1 - \left(1 - \frac{l^2}{2 r^2}\right)\right\} \cong \frac{l^2}{2 r} \ (m).$$

quest'ultima diventa per la [21]:

$$y_1 \cong \frac{1}{2}\, l\ \text{sen}\ \varphi \ (m) \qquad [22]$$

che dice che la tangente alla traiettoria circolare nel punto in cui l'elettrone abbandona il campo stretto, taglia l'asse delle ascisse in un punto di ascissa circa $\frac{l}{2}$. Si può concludereche, grosso modo, l'elettrone è bruscamente deviato di un angolo il cui vertice coincide col punto $\frac{l}{2}$ sull'asse delle ascisse.

Della deviazione magnetica ci siamo occupati diffusamente in una precedente serie di articoli ad essa dedicati, data la grande importanza che essa assume in TV; in questo articolo si vuole solo richiamare l'essenza dei fatti, che permettono di dirigere un pennello elettronico immerso in uno o più campi magnetici.

5. - MOTO ELETTRONICO NEL VUOTO IN UN CAMPO MAGNETICO FORMANTE UN PICCOLO ANGOLO CON LA DIREZIONE DELLO SPOSTAMENTO.

Si è già detto che un campo magnetico avente le linee di forza parallele alla direzione di provenienza dell'elettrone prosegue indisturbato la sua corsa, come se il campo con esistesse. Se il parallelismo non è rigoroso, le velocità v dell'elettrone ammette una componente perpendicolare alle linee di forza del campo magnetico; la componente parallela alle dette linee può essere dimenticata, perchè non ha alcuna azione. La componente perpendicolare è influenzata dal campo. Sia in fig. 6 α l'angolo formato dalla traiettoria elettronica con le linee del campo nel punto di ingresso in esso dell'elettrone. Alla componente $v_p = v$ sen α si devono

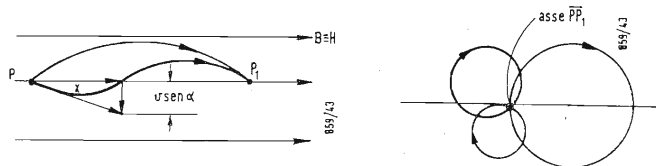



Fig. 6 - Moto elettronico in un campo magnetico formante un piccolo angolo α con la direzione dello spostamento.

Fig. 7 - Proiezione delle traiettorie elettroniche in un piano perpendicolare all'asse PP_1.

applicare le conclusioni del paragrafo precedente: la proiezione della traiettoria modificata sopra un piano perpendicolare alle linee di forza è un arco di cerchio il cui raggio è calcolabile colla:

$$r = \frac{m_o v_2}{e B} = \frac{m_o v\ \text{sen}\ \alpha}{e B} \ (m) \qquad [23]$$

in cui v_2 è la componente perpendicolare della velocità.

La curva descritta dall'elettrone è un'elica avente l'asse parallelo alle linee di induzione. Se da un punto P escono vari elettroni formanti angoli α diversi con la direzione del campo, nell'istante in cui penetrano in esso, le loro traiet-

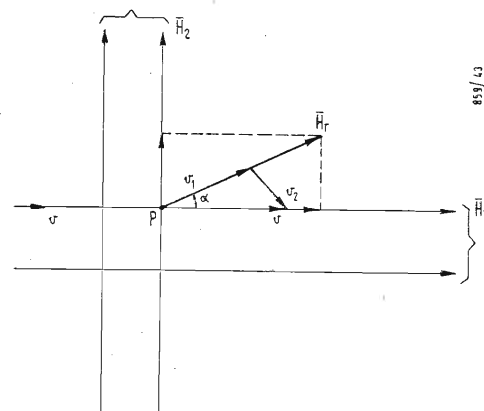



Fig. 8 - Moto elettronico in due campi magnetici, uno parallelo, l'altro perpendicolare allo spostamento.

torie sono tutte eliche, ma di differenti raggi. Le eliche sono sviluppate sopra superfici cilindriche aventi in comune una generatrice, quella coincidente con la linea di forza passante per il punto emittente P (nei tubi a raggi catodici P è il crossover). In conseguenza gli elettroni sono sollecitati a seguire le linee del campo, da cui si scostano in ragione inversa dell'intensità dell'induzione.

L'elettrone percorre un'intera spira circolare di raggio r con velocità v_p nel tempo $t = \frac{2 \pi r}{v_2}$, ma per la [19] $v_2 = \frac{r e B}{m_o}$ sostituendo nell'espressione di t si ottiene

$t = \frac{2 \pi m_o}{e B}$ (sec) [24]; questo tempo è uguale per tutti gli elettroni, cioè questi impiegano lo stesso tempo t a percorrere una spira intera indipendentemente dall'angolo α e quindi dal raggio della spira stessa. Ciò significa che gli elettroni maggiormente divergenti nel punto P assumono velocità v_p maggiore rispetto agli elettroni emessi con piccolo angolo α da P. Sotto l'azione della componente $v_1 = v \cos\alpha$ parallela alle linee del campo, l'elettrone percorre nello stesso tempo t, in cui compie un giro completo, uno spazio

$$s = tv \cos\alpha = \frac{2 \pi m_o}{e B}\, v \cos\alpha \ (m) \qquad [25]$$

la [25] mostra che lo spostamento assiale degli elettroni (dotati della medesima velocità v) è funzione dell'angolo di inclinazione di origine, perciò i vari elettroni dopo aver compiuto un giro completo sull'asse convergono in punti diversi: più avanzati quelli emessi con angolo α minore, e più arretrati quelli emessi con angolo α maggiore. Se però si limita il diametro del pennello elettronico in modo che gli angoli α siano tutti piccolissimi e si possa ritenere con sufficiente approssimazione che sia $\cos\alpha = 1$, allora dalla [25] scende che lo spazio s è uguale per tutti gli elettroni, che dopo il tempo t, essendo partiti da un punto P dell'asse, avendo compiuto un giro completo, ritornano sull'asse e si ritrovano tutti nello stesso punto P_1. Con ciò si è ottenuta la concentrazione degli elettroni che divergenti in P, vengono riportati ad occupare uno stesso punto P_1 ad ogni giro. La traiettoria è dunque, come si è detto, un'elica cilindrica. La distanza di P_1 da P può essere regolata variando l'induzione B del campo concentratore. Quanto più completa è la concentrazione, tanto minore è la sezione del fascetto in P_1 e tanto minore il diametro dello spot nel T.R.C. ossia tanto migliore la focalizzazione dell'immagine sullo schermo fluorescente.

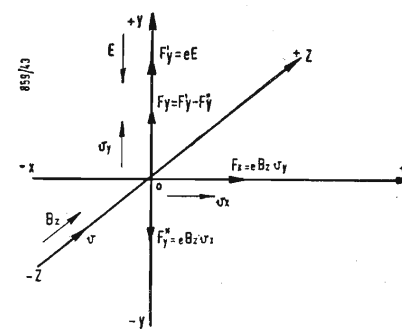



Fig. 9 - Moto elettronico in un campo magnetico parallelo allo spostamento e in un campo elettrico perpendicolare allo spostamento. Componenti della forza agente sull'elettrone.

L'asse PP_1 nel T.R.C. coincide con l'asse del tubo, pertanto in esso le traiettorie elettroniche sono eliche cilindriche di diverso raggio, che proiettate in un piano normale all'asse $P P_1$ del tubo si presentano come in fig. 7.

6. - MOTO ELETTRONICO NEL VUOTO IN DUE CAMPI MAGNETICI RISPETTIVAMENTE PARALLELO E PERPENDICOLARE ALLA DIREZIONE DELLO SPOSTAMENTO (fig. 8).

Sia $B_1 = \mu H_1$ il campo parallelo alla direzione del moto iniziale, sia $B_2 = \mu H_2$ il campo perpendicolare. Nel punto P i campi H_1 e H_2 si sommano vettorialmente dando luogo ad un campo risultante H_r il cui modulo vale $H_r = \sqrt{H_1^2 + H_2^2}$ H_r forma un angolo α con H_1 definito dalla relazione

$$\alpha = \text{ar tg}\ \frac{H_2}{H_1}.$$

Analoghe relazioni esistono fra le corrispondenti induzioni.

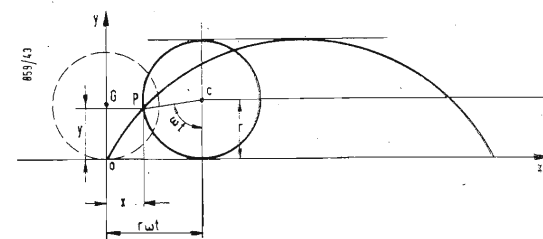



Fig. 10 - Cicloide, proiezione nel piano xy della traiettoria elettronica nel caso di fig. 9.

Si scomponga la velocità v in due componenti: una parallela ad H_r e cioè $v_1 = v \cos\alpha$, l'altra perpendicolare ad H_r e cioè $v_2 = v$ sen α; quest'ultima, per quanto detto in precedenza, unitamente ad H_r imprime agli elettroni un moto elicoidale secondo un asse parallelo ad H_r. Il raggio del cilindro sul quale si sviluppa la traiettoria di un elettrone varia con v_2, e se questa è piccola, si può ritenere che il corpuscolo si muove in direzione delle linee di H_r. L'approssimazione è accettabile se, come mostra la [23], l'angolo α di inclinazione è assai piccolo e l'intensità del campo è molto alta. La deviazione degli elettroni mediante i due campi H_1 e H_2 è solo possibile se la velocità v è molto debole.

7. - MOTO ELETTRONICO NEL VUOTO IN UN CAMPO MAGNETICO PARALLELO ALLO SPOSTAMENTO E IN UN CAMPO ELETTRICO PERPENDICOLARE ALLO SPOSTAMENTO.

La traiettoria in queste condizioni è una cicloide, come ora si dimostrerà.

Sia in fig. 9 un campo H magnetico diretto come l'asse Z di una terna trirettangola di assi di riferimento. Un elettrone sia animato di un moto diretto come le linee di forza di $H_z \equiv B_z$ con velocità v. Il campo magnetico non può agire sull'elettrone, che procede col suo moto iniziale finchè perviene nella zona di azione del campo elettrico E. Si assuma come origine degli assi il punto in cui l'elettrone entra in E, che è perpendicolare a B_z, quindi ha la direzione dell'asse y e senso, supponiamo, tale che le sue linee di forza siano dirette verso il basso come indica la freccia nella figura. Il campo E esercita una forza $F'_y = e E$ sull'elettrone in senso opposto a quello delle linee di forza, perciò lo sollecita verso l'alto.

Allora l'elettrone si sposta secondo l'asse y ed è sottoposto all'induzione B_z del campo magnetico perpendicolare, perciò è pure soggetto ad una forza che, per la regola di Fleming, è diretta come l'asse x verso destra; sia F_x questa forza ponderomotrice, che obbliga l'elettrone a deviare secondo l'asse x. A questo punto l'elettrone è diretto secondo x, è soggetto al campo magnetico B_z che è perpendicolare al suo spostamento, perciò subisce un'altra forza F''_y che, ancora per la regola di Fleming, è diretta secondo l'asse y, ma verso il basso, cioè in opposizione con F_y.

Limitiamoci in un primo tempo a considerare il moto risultante dell'elettrone nel piano xy, eliminando la trasla-

zione secondo l'asse Z. La forza risultante secondo y agente su corpuscolo vale:

$$F_y = F'_y - F''_y = e\,E - B \quad . = m_o \frac{dv_y}{dt} \qquad [26]$$

in cui v_x e v_y sono le componenti della velocità rispettivamente secondo gli assi x e y, dopo che l'elettrone ha subito le due deviazioni sopra ricordate:

La forza secondo l'asse x vale:

$$F_x = B_z\, e\, v_y = m_o \frac{dv_x}{dt} \qquad [27]$$

Si vede che la F_y è funzione di v_x, mentre la F_x è funzione du v_y.

Dalla [27] si deduce $v_y = \frac{m}{B_z\, e}$ [27'], che derivata rispetto al tempo dà:

$$\frac{dv_y}{dt} = \frac{m_o}{B_z\, e} \frac{d^2 v_x}{dt^2}$$; questa sostituita nella [26]

porta a:

$$\frac{d^2 v_x}{dt^2} + \frac{B_z\, e\, v_x}{m^2_o} - \frac{B_z\, e^2\, E}{m^2_o} = 0 \qquad [28]$$

La [28] è un'equazione differenziale del secondo ordine in v_x a coefficienti costanti e con termine noto diverso da zero. L'integrale generale della [28] si ottiene sommando all'integrale della corrispondente equazione omogenea (ottenuta ponendo uguale a zero il termine noto) un integrale particolare dell'equazione completa (però priva del termine contenente la derivata prima di v_x). Un integrale particolare della [28] è semplicemente v_x = costante $= \frac{E}{B_z}$, infatti sostituendo questo valore nella [28] la equazione stessa è verificata.

La soluzione dell'equazione differenziale omogenea si ottiene risolvendo l'equazione caratteristica algebrica, che ammette radici coniugate e complesse. L'integrale generale della [28] è del tipo:

$$v_x = k_1 \cos \omega t + k_2 \operatorname{sen} \omega t + \frac{E}{B_z} \qquad [29]$$

dove: $\omega = \frac{B_z e}{m_o}$; k_1 e k_2 sono le costanti di integrazione da definirsi in base alle condizioni al contorno cioè per $t = 0$.

Per ottenere un'espressione di v_y in funzione delle grandezze in gioco nella [29], basta derivare rispetto al tempo la [29] e sostituire il risultato nella [27']:

$$\frac{d\,v_x}{dt} = -\,\omega\, k_1 \operatorname{sen} \omega t + \omega k_2 \cos \omega t$$

$$v_y = \frac{m}{B_z\, e} \frac{d\,v_x}{dt} = \frac{m\,\omega}{B_z\, e} (k_2 \cos \omega t - k_1 \operatorname{sen} \omega t) = k_2 \cos \omega t - k_1 \operatorname{sen} \omega t \qquad [30]$$

Dalle [29] e [30] per $t = 0$, essendo $v_x = v_y = 0$, si deduce:

$$k_1 = -\frac{E}{B_z} \quad ; \quad k_2 = 0$$

allora le [29] e [30] diventano:

$$v_x = \frac{E}{B_z} (1 - \cos \omega t) \qquad [29']$$

$$v_y = \frac{E}{B_z} \operatorname{sen} \omega t \qquad [30']$$

Le equazioni parametriche (il parametro è il tempo t) della proiezione della traiettoria nel piano xy, cioè le equazioni delle coordinate x e y intese come spazi percorsi nei due sensi ortogonali, si deducono integrando rispetto al tempo le [29'] e [30'], che sono le equazioni parametriche delle due componenti della velocità risultante:

$$x = \int_o^t v_x\, dt = \frac{E}{B_z} \int_o^t (1 - \cos \omega t)\, dt =$$

$$= \left[\frac{E}{B_z} t - \frac{1}{\omega} \operatorname{sen} \omega t \right]_o^t = \frac{E}{B_z\, \omega} \left[\omega t - \operatorname{sen} \omega t \right]_o^t = \frac{E}{B_z\, \omega} (\omega t - \operatorname{sen} \omega t) = \frac{m_o\, E}{B^2_z\, e} (\omega t - \operatorname{sen} \omega t) \qquad [31]$$

$$y = \int_o^t v_y\, dt = \frac{E}{B_z} \int_o^t \operatorname{sen} \omega t = \left[-\frac{E}{B_z\, \omega} \cos \omega t \right]_o^t = \frac{E}{B_z\, \omega} (1 - \cos \omega t) = \frac{m_o\, E}{B^2_z\, e} (1 - \cos \omega t) \qquad [32]$$

Le [31] e [32] sono le equazioni parametriche di una cicloide c.v.d., cioè della traiettoria di un punto di una circonferenza che rotoli senza slittare lungo l'asse x.

Il raggio r della circonferenza vale:

$$r = \frac{E}{\omega\, B_z} = \frac{m_o\, E}{e\, B^2_z} .$$

Se E e B_z sono mantenuti costanti il centro C della cir-

(il testo segue a pag. 302)

Stazioni di Radiodiffusione della zona Europea

Vi presentiamo un elenco di stazioni ad onda media comprese tra 529 kHz e 1602 kHz emittenti nella zona europea. Di tali stazioni vi comunichiamo il canale nei quali esse trasmettono, frequenza in kHz del canale stesso, lunghezza d'onda approssimativa e potenza in kW. Le stazioni sono elencate nel più stretto ordine di occupazione dello spettro delle frequenze. Dato che diversi apparecchi portano la gamma delle onde medie estesa fino ai 1650 kHz abbiamo pensato di segnalarvi anche quelle poche stazioni che emettono tra 1602 e 1650 kHz, trattasi comunque di stazioni di scarsissima potenza e di difficile ricezione. In un precedente lavoro vi avevamo presentato il quadro completo della occupazione dello spettro delle frequenze da parte delle stazioni emittenti tra 151 kHz (m 1935) e 520 kHz (m 577).

Alcune abbreviazioni si sono rese necessarie nel nostro lavoro e ve ne diamo una spiegazione:

RNE Radio Nazionale di Spagna
HR Hessischer Rundfunk
AFN American Forces Network
WDR Westdeutscher Rundfunk
NDR Norddeutscher Rundfunk
BR Bayerischer Rundfunk
SWR Sud West Rundfunk
SDR Sud Dentscher Rundfunk,
FBS Forces Broadcasting Service
BFN British Forces Network
BFBS British Forces Broadcasting Station
EFE Stazioni Spagnole del Movimento Falangista
EFJ Stazioni Spagnole del Fronte della Gioventù

Da un rapido esame del presente elenco è facile rilevare i molti movimenti avvenuti specie nelle stazioni di grande potenza Francesi ed i moltissimi delle stazioni di piccola potenza dell'EFE, EFJ, EAJ spagnole. L'elenco che vi abbiamo dato comprende tutti i movimenti avvenuti a tutto il 1 giugno 1957.

(Micron)

ONDE MEDIE - FREQUENZA DA 525 A 1605 kHz.

Canale	Freq. [kHz]	Lungh. d'onda [m]	Stazione	Potenza [kW]
1	529	567	Beromunster	150
			Berlino-Köpenich	200
2	539	557	Budapest 1° Kossuth	135
3	548	547	Monaco AFN	100
			Odessa II (1)	100
			Karkow III (2)	50
4	557	539	Helsinki I	100
			Monte Ceneri	50
			Potsdam	20
			Stalingrad-Zarizyn	20
			Timisoara I	1
			Gùarda	1
			Villa Real	1
			Coimbra	1
			Cairo II (3)	—
5	566	530	Braunau Inn	0,05
			Feistritz Dran	0,1
			Athlone	100
			Berlino SFB (4)	20
			Caltanissetta I	10
6	575	522	Kartoum (5)	50
			Stoccarda SDR	100
			Riga RW 1330	100
			Lipsia	300
			Tel Aviv 4XB36 (A)	50
7	584	514	Madrid RNE II pr.	150
			Klagenfurt S. Peter	7
			Salisburgo - Moostrasse	10
			Wien - Wilhelmineberg	100
			Parigi III	1
			Sfax II	1
8	593	506	Sofia II	120
			Francoforte HR	100
			Hoher Meisner HR	20
			Sundsvall	150
			Ordzonikidze (3)	—
			Tangeri R. Africa	12,5
9	602	498	Lione 1°	100
			Chemnitz (Carl-Marx) (3)	—
			Nicosia	10
			Sabboura (Damasco)	2
10	611	491	Seba - Aiounn I (Fr.)	140
			Berlino - 1° Grunau	20
			Grafenwühr AFN	10
			Norimberga AFN	10
			Frunze	10
			Krasnodar	20
			Petrozavodsk RW 1324	100
			Radio Bahrain (5)	2,5
			Eidar EFT	5
			Sarajevo	20
11	620	484	Bad Ausse	0,025
			Eisernerz	0,1
			Bruxelles I	150
			Cairo I	20
			Tedesca (3) - (6)	—
12	629	477	Vigra	100
			Dorbirn - Lauterach	25
			Innsbruck - Aldrans	25
			Tunisi I	20
			Godthab OXI (5)	1
13	638	470	Siviglia RNE	5
			Praga Liblice	120
			Shara al Adna	7,5
14	647	464	Simferopol RW 1323	100
			Daventry	150
			Edimburgo	2
			Glosgow	2
			Newcastle	2
			Redmoss	2
			Lages (Terceira)	1
15	656	457	Tel Aviv 4XB47	0,8
			Bolzano I	20
			Firenze I	80
			Napoli I	80
			Torino I	35
			Venezia I	10
			Mourmansk RW 1331	150
			Komsomolsk	100
			Groznij	10
			Greifswald	5
			Kaboul (5)	20
16	665	451	Hoefn	0,7
			Kaunas	100
			Kaiserlautern AFN	5
			Lisbona I	50
			Damasco (Sabboura)	50
			Atene II	5
17	674	445	Bleiburg	0,04
			Gloggvitz	0,05
			Mariazell	0,05
			Matrei	0,05
			Radentheim	0,1
			Ried Innkreis	0,1
			Rennes I	150
			Cernigov	100
			Bodo	10
			Gerusalemme - Ramallach	20
18	683	439	Belgrado I	150
			Berlino RIAS	120
			Madrid EAJ7	15
19	692	434	Cromer	2
			Moorside Edge	150
			White haven	2
			Oufa (2)	100
			La Coruña RNE	20
			Erfurt	20
			Admont	0,03
			Kotschach	0,1
			Obervellach	0,05
			Villach	0,1
			Zwettl	0,05
20	701	423	Aachen WDR	5
			Herford NDR	2
			Norden - Osterloog NDR	2
			Banska Bystrica	100
			Bratislava II	2
			Hradec - Kralovè	2
			Kosice II	2
			Liberec	0,5
			Siba - Aioun II (Araba)	140
			Instanbul TAW	150
			Finmark	20
			Stalinabad RW 208 (7)	50
21	710	423	Marseille I	150
			Stalino - Jusovka	150
22	719	417	Lisbona II	15
			« Europa libera »	135
			Oestersund	150
			Sarakeb - Aleppo (3)	—
			Djedda (Arabia Saudita)	3
23	728	412	Atene I	150
			Klagenfurt - Lend	25
			Schwerin	20

Canale	Freq. [kHz]	Lungh. d'onda [m]	Stazione	Potenza [kW]
			Wöbbelin	220
			Tedesca (3) (6)	—
24	737	407	Berlino RIAS	20
			Hof RIAS	40
			Varsavia III	150
			Russa (3) (6)	—
			Tedesca (3) (6)	—
			Barcellona I RNE	30
			Akureyri	1,5
			Gerusalemme 4XB34 (B)	0,5
			Tedesca (3) (6)	—
25	746	402	Tedesca (3) (6)	—
			Hilversum I	120
			Sakareb - Aleppo	20
26	755	397	Kuopio	20
			Timisoara	50
			Siegen WDR	2
			Oporto I (N.N.)	10
			Stalinabad (3)	—
27	764	393	Sottens	150
			Rostov sul Don (3)	—
			Bagdad (3)	—
28	773	388	Malberget	2
			Stoccolma	150
			Hermagor	0,05
			Lend	0,05
			Ober drauburg	0,05
			Salisburgo - Moostrasse	1
			S. Michele - Lungau	0,05
			Spittal - Drau	0,1
			Valencia RNE	5
			Kazan (5) (3)	—
			Cairo I	50
29	782	384	Radio Club CSB9	100
			Kiev II	100
			Burg	500
			Città del Vaticano	1
30	791	379	Salonico V.O.A.	50
			Limoges I	100
			Astrakan	25
31	800	375	Monaco BR	80
			Siviglia EAJ5	5
			Leningrado II RW 1327	100
			Regua « Alto Duro »	0,25
			Wheelus Field AFS	1
32	809	371	Kuibischev (Samara) (2)	20
			Burghead	100
			Dumfreis	2
			Redmoss	5
			Westerglen	100
			Skoplje	135
			Barcellona EAJ1	10
33	818	367	Trieste I	10
			Varsavia II	100
			Casablanca (araba) II	1
			Oujda II	0,25
34	827	363	Sofia I	100
			Gorckii (5)	100
			Baden - Baden SWF	1,5
			Freiburg SWF	40
			Kaiserlautern SWF	3
			Koblenz SWF	0,5
			Sigmaringen SWF	1
			Treviri SWF	1
			Tetuan II EHT3 (3)	—
35	836	359	Bengasi BFBS	1
			Nancy I	150
			Karkov	100
			Karkov	100
			Ylivieska	10
			Huesca RNE	0,25
			Beyrouth « R. Libano »	4
36	845	355	Helsinki III	0,2
			Roma II	150
			Narsarssnak AFRS (5)	1
37	854	351	Madrid EAJ2	7,5
			Bucarest I	150
			Barcellona EFJ15	1
38	863	348	Parigi I	150
			Erivan	20
39	872	344	Saragozza	30
			Molotov I (8)	50
			Francoforte A.F.N.	150
			Budapest II - Petofi	135
			Mosca III RW 1329 (9)	150
40	881	341	Penmon	8
			Towyn	5
			Washford	100
			Wrexham	2
			Berlino - Koenigswusterhausen	100
			Stavropol	20
			Titograd	20
41	890	337	Gmund - Kärnten	0,05
			Murau	0,025
			Linz - Freinberg	15
			Ouchorod	20
			Bergen I	20
			Kristiansaud	20
			Trondelag	20
			Algeri I (araba)	50
42	899	334	Teheran EQA	2
			Milano I	150
43	908	330	Burg	100
			London	140
			Bagdad HNA (5)	100
			Cluj	10
			Dresda	20
44	917	317	MakHatch - Kala (5)	20
			Rabat II (araba)	0,25
			Liubiana	135
			Tetuan Radio Dersa	5
45	926	324	Bruxelles II	150
			Ivanovo (5)	20
			Luxor (5)	2
			Nis	2
46	935	321	San Feliù de Llobregat	0,2
			Berlin AFN	5
			Lwow	100
			Tangeri Radio Africa	100
47	944	318	Tolosa I	100
			Voronej RW 1332	20
48	953	315	Brno I - Dobrochov	100
			Pilsen	15
			M drid R. Intercontinental	15
49	962	312	Tu isi II (araba)	20/120
			Turku I	100
			Parigi IV	5
			Araba (6)	—
50	971	309	Göttingen NDR	5
			Hamburg NDR	100
			Langeberg WDR	100
			Kalinin RW 1334	20
			Smolensk RW 1333	20
51	980	306	Algeri II (francese) (10)	75
			Trieste A	2,5
			Goeteborg	150
			Assiut (5)	2
			Tedesca (6)	—
52	989	303	Berlin RIAS	300
			Tedesca (6)	—
53	998	301	Büchen - Walldürn SDR	0,2
			Heidelberg SDR	8
			Kiscinev RW 1326	100
			Andorra	60
			Tedesca (6)	—
			Kufstein	0,015
54	1007	298	Corfù	50
			Salonicco FBS	1
			Hilversum	120
			Malaga RNE	5
			Hospitalet EFE 50	2
55	1016	295	Mainz - Wolfsheim SWF	70
			Odessa	100
			Seba - Aiounn III (11)	1
56	1023	293	Dorbirn - Lauterach	5
			Graz - Dobl	100
			Lenz - Kroustorf	100
			Aden FBS	0,3
			S. Sebastiano EAJ8	1,5
			Haifa 4XB48 (12)	0,5
57	1034	290	Parede Radio Club CSA2	20
			Tallinn RW 1345	100
			Genova II	2
			Milano II	8
			Napoli II	25
			Pescara II	1
			Venezia II	1
			Ausbach AFN	0,25
			Bad Kissingen AFN	0,25
			Kassel AFN	0,25
			Mayrofen	0,045
58	1043	288	Dresden	240
			Salonicco	5
			Rabat III (11)	20/0,5
			Spagnola (6)	—
59	1052	285	Barnotaple	2
			Start Point	120
			Krems	0,05
			Neuenkirchen	0,05
			Bucarest	20
			Suhl	20
			Tripoli (araba) (13)	2
60	1061	283	Cagliari I	20
			Cöimbra	1
			Faro	1
			Sarausk (5)	—
			Kalundborg II	60
61	1070	280	Dniepropetiovsk RW 1344	20
			Marsiglia II	20
			Parigi II	100
			Korça	2
62	1079	278	Plauen	20
			Katovice	60
			Bremerhaven	2
			Tangeri II Radio Interc.	10
			El Minia (5)	2
			Badajoz - Radio Juventud	2
63	1088	276	Russa (6)	—
			Episcopi BFN (Cipro)	1
			Droitwich	150
			Postwich	7,5
			Fuesach	0,5
			Kindberg	0,5
			Knittenfeld	0,5
			Liezen	0,5
			Völkermarkt	0,5
			Wolfsberg	0,5
			Spagnola (6)	—
			Antequera EFJ 26	2
64	1097	275	Bratislava I	75
			Spagnola (6)	—
65	1106	271	Stoccarda AFN	100
			Vilna (II programma)	200
			Moghilev	100
			Saragozza EFJ 46	2
66	1115	269	Aosta 2	1
			Bari 2	40
			Bologna 2	50
			Messina 2	—
			Pisa 2	10
			Alta	0,25
			Arendall	0,25
			Bergen II	1
			Lista	0,3
			Mo - Rana	0,025
			Narusos	1
			Notodden	1
			Roros	0,25
67	1124	267	Barcellona EAJ15	3
			Varna	10
			Bruxelles IV (14)	10
			Leningrado III	20
			Imst	0,05
			Hofgastein	0,05
			Murzuschlag	0,1
			Tangeri « P.A.R. » (15)	5
68	1133	264	Bilbao EAJ 28	2,5
			Zagabria	135
			Spalato	50
69	1142	262	Bremerhaven AFN	1
			Schweinfurt AFN	0,25
			Füssen AFN	0,25
			Hersfeld AFN	0,25
			Würzburg AFN	0,25
			Kaliningrad RW 1337	20
			Costantina I (francese)	20
			Orano I (francese)	40
			Sohag (5)	2
			Zell Am See	0,05
			Radio Toledo EAJ 49	2
			Puigcerdà EFE 16	2
70	1151	261	La Voz de Navarra EFE 57	2
			Lisnagarvey	100
			Londonderry	0,25
			Scarborough	2
			Stagschaw	100
			Oradea	5
			Manises EFE 59	2
71	1160	259	Strasburgo	150
72	1169	257	Leon EFE 5	2
			Radio Koper (Capodistria)	6
			Heilbronn - Overeises - Heim SDR	8
			Ulm - Junginger SDR	3
			Porto Radio Renascença	1,5
			Odessa	150
73	1178	255	Assouan (5)	2
			Hörby	100
			Cuenca RNE	10
			Spagnola (6)	—
			Spagnola (6)	—
			Bruck - Mur	0,1
			Megara (Grecia)	0,06
74	1187	253	Spagnola (6)	—
			Casablanca I (francese)	1
			Oujda I (francese)	0,25
			Szabadzag	135
			Oviedo EFE 22	5
75	1196	251	Monaco V.O.A.	150
			Bernburg (Halle)	20
			Spagnola (6)	—
76	1205	249	Bordeaux I	100
			Poznan	30
			Haifa 4XB 35 (A)	0,5
			Hofgastein	0,05
			Alessandria d'Egitto (araba) (16)	2
77	1214	247	Barcellona RNE II	5
			Brookmans Park	60
			Burghead	20
			Lisnagarvey	10
			Londonderry	0,25
			Moorside Edge	58
			Newcastle	2
			Plymouth	0,3
			Redmoss	2
			Redruth	2
			Westerglen	50
			Kurks RW 1340	20
			Tallin II	5
			Tedesca (6)	—
78	1232	245	Iudemburg	0,1
			Stara Zagora	20
			Madrid EFE 14	20
			Falun	100
79	1232	244	Tangeri Radio Intercontinental	50
			Kosice	100
			Orava	1
			Usti nad Labem	1
80	1241	242	Lilla II	20
			Lione II	20
			Nancy II	20
			Nizza II	20
			Pau	20
			Brest I (Quimerch)	20
			Rennes II	20
			Vaasa	25
			Tiraspol RW 1343	20
81	1250	240	Avila EFE 22	1
			Nyiregyhaza	135
			Cork	5
			Dublino	5
			Viscaya EFJ 43	0,2
			Blanes EFE 56	0,2
82	1259	238	Valencia EAJ 3	5
			S.S. Courier V.O.A.	150
			Wroclaw	50
			Bishofshofen	0,05
83	1268	237	Linares EFJ 37	0,2
			Novisad	100
			Valladolid EFE 1	1
84	1277	235	Strasbourg II	100
			Tel Aviv 4XB53	1
			Spagnola (6)	—
85	1286	233	Lisbona « Radio Renascença » CSB3	2
			Praga (Melnick) II	100
			Spagnola (6)	—
86	1295	231	Berlino B.B.C.	5
			Norden - Osterloog B.B.C.	100
			S. Sebastiano EFE 23	5
			Rabat I	0,25
87	1304	230	Atene F.B.S.	1
			Gdansk	2
			Szczecin	100
			Zielona Gora	2
			Bamberg	0,25
			Berchtesgaden	0,25
			Fulda	0,25
			Heidelberg	1
			Regensburg	0,25
			Kaufbeuren	0,25
			Constantine II (araba)	20
			Orano II (araba)	40
88	1313	228	Spagnola (6)	—
			Alicante EFE 8	0,2
			Leoben	0,1
			Stawanger	100
			Badalona EAJ 39	0,2
			Vitoria EAJ 62	0,2
			Carlet EFE 48	0,2
			Salamanca EAJ 56	0,2
			Las Palmas EAJ 50	0,2
			Ayora EFJ 17	0,4
			Villanueva EFJ 20	0,4
			Ribadavia EFJ 8	0,4
			Vicarillo EFJ 18	0,4

Canale	Freq. [kHz]	Lungh. d'onda [m]	Stazione	Potenza [kW]
89	1322	227	Lipsia II	150
			Cadice EAJ 59	2
			Karkov II	100
			Angra do Heroismo	0,15
			Radio Santarem - Ribatejo	0,15
90	1331	225	Elche EFE 49	0,2
			Bari 1	20
			Bologna 1	25
			Catania 1	0,2
			Genova 1	50
			Palermo 1	0,2
			Pescara 1	20
			Reggio Calabria 1	0,2
			Roma 1	80
			Udine 1	1
			Spagnola (6)	—
91	1340	224	Baza EFJ 28	0,2
			Crouborough	150
			Magiarovar	5
			Miskolc	5
			Pecs	5
			Nyiregyhaza	5
			Algemesi EFJ 10	0,2
			Hayfa 4XB 42	1
			Talavera del Reina (EFJ)	0,2
92	1349	222	Clermont	20
			Grenoble I	20
			Limoges II	20
			Nantes I	10
			Tolosa II	20
			Kuldiga RW 1338	20
			Madona RW 1339	20
			Melilla EAJ 21	0,2
			Roda De Ter EFE 53	0,1
			Ungherese (6)	—
			Sabadel EFJ 12	0,2
93	1358	221	Palamos EFE 40	2
			Olot EFE 41	0,2
			Canarras EFJ 57	0,4
			Tirana	50
			Brema RB	20
			Reus EAJ 11	2
			Elvas	1
			Almeria EFJ 25	8
			Ferrol EFE 15	0,25
94	1367	219	Porto II	10
			Bari 3	1
			Bologna 3	1
			Bolzano 3	0,5
			Catania 3	0,25
			Firenze 3	1
			Genova 3	0,25
			Messina 3	0,2
			Milano 3	5
			Napoli 3	12,5
			Palermo 3	0,25
			Roma 3	5
			Torino 3	5
			Venezia 3	5
			Verona 3	1
			Torun	26
			Spagnola (6)	—
			Basilea	0,5
			Coira	0,5
			Saviese	0,5
			Sool	0,5
95	1376	219	Cordoba EAJ 24	0,2
			Velez Rubio EFE 60	0,2
			Lilla I	150
			Maresma de Mataro EFE 27	0,2
			Valencia Radio Alerta	5
			Granada EFE 45	0,2
			Albacete EFE 13	0,2
96	1385	217	Kaunas	150
			Spagnola (6)	—
			Rodi (3)	—
			Villafranca EFE 9	0,4
			Cantabria EFE 25	0,4
97	1394	215	Badajoz EFE 38	0,4
			Eskilstuna	0,5
			Hälsingborg	1,5
			Iönköping	0,2
			Karlskrona	1,5
			Kiruna	0,5
			Kristinehamn	0,2
			Säffle	0,4
			Trollätthan	2
			Uppsala	0,5
			Varberg	0,2
			Visby	0,5
			Bad - isch	0,05
			Graz. San Pietro	25
			Bittburg AFN	0,25
			Gerusalemme 4XB 43 (17)	1
			Rodi	5
98	1403	214	Vigo EAT 48	0,2
			Bordeaux II	20
			Montpellier I	10
			Nice II	20
			Brest II	20
			Rouen	20
			Tallin	20
			Komotini	5
			Maria Pfarr	0,05
			Orihuela EFE 24	0,4
			Denia EFE 7	0,2
99	1412	212	Cadiz EFJ 5	2
			Iaen EAJ 61	2
			Gaudia EAJ 23	0,5
			Bad. Mergentheim SDR	3
			Maribor	5
			Pristina	20
			Réjéka	20
			Tenerife EAJ 43	0,4
100	1421	211	Zamora EAJ 72	0,2
			Palencia EFE 4	0,4
			Radio Almeria EAJ 60	2
			Saarrebruck	20
			Tchernigov	5
			Algeri III (Kabila)	10
			Atene III	2
			Alcira EAJ 54	0,2
			Radstadt	0,05
			Sfax di Tunisia	0,05
101	1430	210	Orense EAJ 57	0,4
			Campo de Gibraltar EFJ 55	0,4
			Mallorca EAJ 13	0,4
			Copenaghen (Herstedv.)	10
			Skive	70
			Caceres EFE 6	0,8
			Bucarest	5
102	1439	209	Utiel EFE 11	0,2
			Lussemburgo	150
			Sagunto EFE 13	0,4
103	1448	207	Spagnola (6)	—
			Alicante EAJ 31	2
			Granada EAJ 16	1
			Alora EAJ 26	1
			Ancona 2	5
			Cagliari 2	0,25
			Caltanissetta 2	0,25
			Catania 2	5
			Firenze 2	5
			Palermo 2	10
			S. Remo 2	5
			Sassari 2	1
			Torino 2	20
			Udine 2	1
			Falkenberg	0,2
			Gävle	0,5
			Hudiksvall	1,5
			Ornsköldsvick	1,5
			Västeras	2
			Tedesca (6)	—
104	1457	206	Soria EFJ 2	2
			Bartley	10
			Bexhill	2
			Brighton	2
			Clevedon	20
			Folkestone	1
			Redruth	2
			Amstetten	0,05
			Schruns	0,05
			Wiener - Neutstadt	0,05
			Craiova	20
			Vitoria EAJ	2
			Ciudad Real EAJ 65	0,2
			Caramulo Radio Polo Norte	0,05
105	1456	205	Monte Carlo	120
			Geilo	0,25
			Narvich	1
			Odda	0,25
			Porogrunn	1
			Sandnessjoen	0,25
			Svalbard	1
106	1475	203	Huesca RNE	1
			Vienna - Wilhelmincberg	25
			Cecoslovacca (6)	—
			Sabadell EAJ 20	0,2
			FREQUENZA COMUNE INTERNAZIONALE	
107	1484	202	Berlino II SFB	5
			Augsburg BR	0,35
			Coburg BR	1
			Laudshut BR	0,35
			Legensburg BR	2
			Weiden BR	0,5
			Craislsheim SDR	0,2
			Heidenheim SDR	0,2
			Mosbach SDR	0,2
			Schwäbisch Hall SDR	0,2
			Wertheim Main SDR	0,2
			Saint Polten	0,2
			Kortrijk	0,5
			Liegi	5
			Copenaghen (1° programma)	2
			Aalborg (2° programma)	0,25
			Toender (2° programma)	0,25
			Helsincki II (Lahti)	1
			Pori (Lahti)	1
			Tampere (Lahti)	1
			Turku II (Lahti)	0,2
			Pietaarsaari (Helsincki)	1
			Taammissaari (Helsincki)	0,2
			Grenoble II (Inter.)	0,05
			Montpellier (Inter.)	0,25
			Perpignano (Inter.)	1
			Annemasse (nazionale)	1
			Besançon (Nazionale)	0,20
			Caen (Nazionale)	0,05
			Digione (Nazionale)	1
			Poitiers (Nazionale)	1
			Saint Brieuc (Nazionale)	0,05
			Bona di Algeria	0,02
			Volos di Grecia	0,2
			Keflavik AFN	0,25
			Aquila 1	—
			La Spezia 1	0,25
			Potenza 1	—
			Verona 1	1
			Avellino 2	—
			Bolzano 2	2
			Catanzaro 2	—
			Cosenza 2	—
			Gorizia 2	0,04
			Lecce 2	—
			Trieste 2	0,25
			Port Lyautey AFN (WNAA)	0,25
			Broennoeysund	0,25
			Glomfjord	0,25
			Mosjoen	0,025
			Rjukan	0·25
			Kielce	1
			Szeczecin	1
			Radio Clube do Funchal CSB 90	1
			Portalegre	1
			Logroño EAJ 18	2
			Barrou	2
			Ramsgate	2
			Göeteborg	0,25
			Stoccolma	0,25
			Brno II	2
			Hradec - Kralove	2
			Iihlava	2
			Liberec	2
			Ustilabem	2
			Bengasi	5
			Tripoli BFBS	7,5
			Bitolia	0,5
			Dubrovnich	0,8
			Osijek	0,8
108	1493	201	Mauresa EAJ 51	0,4
			Zagabria - Sljeme	2
			Kitzbüel	0,5
			Mittersill	0,5
			Reutte	0,015
			Saalfeden	0,05
			Schwarzach Pongau	0,05
			Wörgl	0,05
			Bayonne	1
			Brest III	1
			Marsiglia III	1
			Nantes III	0,05
			Strasburgo III	0,05
			Tolosa III	1
			Gomel	20
			Albacete EAJ 44	0,4
			Romena (6)	—
			Spagnola (6)	—
			Radio « Alto Altitude » - Guarda	0,005
			Tedesca (6)	—
109	1502	200	Pontevedra EAJ40	0,2
			Taraza EAJ 25	0,2
			Cracovia	30
			Münster WDR	0,4
			Garmisch AFN	0,25
			Giessen AFN	0,25
			Stranbing AFN	0,25
			Leon EAJ 63	2
			Lages Field AFN	0,05
			Radio Meshed (5)	0,4
			Radio Ishafan (5)	0,4
			Radio Kurdestan (5)	0,4
110	1511	199	Gijon EAJ 34	2
			Murcia EAJ 17	0,2
			Bruxelles III	20
			Chania	5
			Patrasso	0,5
			Lerida EAJ 42	0,2
111	1520	197	Gerona EAJ 38	0,2
			Vich EFE 55	0,2
			Budejovice	5
			Karlovy - Vary	15
			Morava - Ostrava	20
			Praha	—
			Tedesca (6)	—
112	1529	196	Alava EFE 10	0,2
			Panades EAJ 35	0,2
			Cecoslovacca (6)	—
			Vaticano	15
			Porius	0,075
			Söderhamn	0,06
			Umea	1,5
			Elche EAJ 53	2
113	1538	195	Avila EFE 32	0,2
			Bad - Düvvheim SWF	20
			Ravensburg SWF	40
			Reutlingen SWF	10
114	1546	194	Belfast	0,25
			Bournemouth	0,25
			Brighton	1
			Dundee	0,25
			Exeter	0,25
			Farcnham	1
			Leeds	1
			Liverpool	1
			Plymouth	1
			Preston	1
			Redruth	1
			Sheffield	1
			Stockton	0,25
			Swansea	1
			Vinnitza	5
115	1554	193	Nizza I	60
			Baranovicze	20
116	1562	192	Zweibrucken CFN	5
			Boräs	2
			Halmstad	2
			Kalmar	2
			Karlstad	0,25
			Malmoe	2
			Norrköping	1,5
			Orebrö	0,5
			Uddevalla	0,5
			Covihla	1
117	1570	191	Tarragona EFE 33	0,2
			Flensburg NDR	3
			Lingen NDR	5
			Michelet d Algeria	5
			Aereoporto Santa Maria	0,08
118	1578	190	Elettromeccanico	1
			Ideal Radio	1
			Radio Porto	1
			Radio Club de Norte R.	1
			Ancona 1	0,04
			Brindisi 1	0,04
			Carrara 1	—
			Catanzaro 1	0·04
			Cosenza 1	0,04
			Lecce 1	0,04
			Perugia 1	0,04
			Taranto 1	0,04
			Terni 1	0,04
			Agrigento 2	0,04
			Alessandria 2	0,04
			Aquila 2	0,04
			Arezzo 2	0,04
			Ascoli Piceno 2	0,04
			Belluno 2	—
			Benevento 2	—
			Biella 2	0,04
			Bressanone 2	0,04
			Brunico 2	—
			Campobasso 2	—
			Como 2	—
			Cortina d'Ampezzo 2	—
			Cuneo 2	0,04
			Foggia 2	0,04

sulle onde della radio

Canale	Freq. [kHz]	Lungh. d'onda [m]	Stazione	Potenza [kW]
			Merano 2	0,04
			Potenza 2	0,04
			Salerno 2	0,04
			Savona 2	0,04
			Siena 2	0.04
			Sondrio 2	0.04
			Teramo 2	—
			Trento 2	0.04
			Verona 2	0.1
			Vicenza 2	—
			Livorno 3	0.1
			Pisa 3	0.1
			Trieste 3	—
			Fredrikstastad	10
			Nordkapp (Honningsväg)	2
119	1586	189	Tripoli AFS	1
			Wheelus Field	1
			Bonn WDR	5
			Kleve WDR	3
			Hannover NDR	20
			Kiel NDR	5
			Oldenburg NDR	40
			Osnabrück NDR	5
			Ungherese (6)	—
			FREQUENZA COMUNE INTERNAZIONALE	
120	1594	188	Esbjerg	2
			Nimes	2
			Tolone	0,05
			Bougie d'Algeria	0,6
			Radio Funchal	0,5
			Tangeri P.A.R. (15)	0,25
			Ben Guerir WLEH A.F.S.	0,1
			Sidi Slimane W COX A.F.S.	0,1
			Rabat KFAD A.F.S.	0,1
			Hengelo, overjisel	2,5
			Hoogezand	2,5
			Hulsberg	2,5
			Bialistock	30
			Lisbona « Emissora Associados »	1
			Lisbona « Radio Restauraçao »	0,15
			Nouacer WIND A.F.S.	0,1
			Radio Peninsular	1
			Radio Graça	1
			Radio Voz de Lisbona	1
			Radio Club Radiofonico	1
121	1602	187	Hof BR	0,4
			Kircheim - Schwaben BR	20
			Landau - Isar BR	20
			Norimberga BR	40

Al di fuori di tali frequenze è possibile ricevere alcune emissioni spagnole e delle Forze Armate Canadesi in Europa:

Freq.	Stazione	Potenza
1615 kHz	Mora de Ebro EFE 51	0,2
1615	Canadian Forces CFN	0,35
1621	Canadian Forces CFN	0,35
1623	Tortosa EFE 28	0,2
1636	Canadian Forces (6)	—
1642	Canadian Forces (6)	—

Note:

1) dalle ore 08.00 alle 14.10, alla domenica termina alle ore 17.00.
2) dalle ore 17.20 alle ore 22.00, sabato dalle 17.00 alle 22.00.
3) potenza in kW sconosciuta.
4) di notte potenza ridotta a 5 kW.
5) extraeuropea, extra Piano di Copenaghen.
6) sconosciuta, nè ufficialmente segnalata.
7) dalle ore 11.00 alle 08.00, extraeuropea.
8) dalle ore 04.00 alle ore 13.00.
9) dalle ore 13.00 alle ore 23.00.
10) frequenza non stabile.
11) programma C del Marocco.
12) programma B di Israele.
13) dalle ore 19.30 alle ore 22.00.
14) Houdeng notturna e Marche diurna.
15) Pan American Radio.
16) programma dalle 17.00 alle 00.15.
17) programma C di Israele.

(Micron)

Principi dei Sistemi Elettronottici per la Scansione Elettronica

(segue da pag. 296)

conferenza percorre una retta parallela all'asse x con velocità costante $v_{cx} = \dfrac{E}{B_z}$; vedi fig. 10.

Consideriamo ora anche la traslazione dell'elettrone lungo l'asse z e trascurata nel primo tempo. Il moto in tale direzione avviene con velocità costante e non è influenzato dal campo elettrico perpendicolare. Per determinare la traiettoria risultante nel campo combinato conviene riferirsi allo

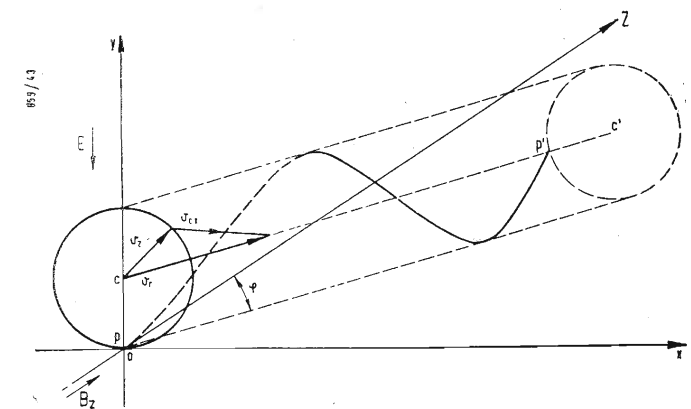



Fig. 11 - Traiettoria spaziale di un elettrone animato da un moto di traslazione lungo l'asse z.

spostamento del centro C del cerchio, che genera la cicloide. All'istante $t = 0$ si suppone che il centro C sia sull'asse y a distanza $r = \dfrac{m}{B^2_z\, e}$ dall'asse delle ascisse (v. fig. 11).

Il centro C si allontana sull'asse delle ordinate y con velocità che è la risultante v_r della composizione vettoriale della velocità v_z lungo l'asse z e della velocità v_{cx} lungo l'asse x; la v_r forma un angolo φ rispetto all'asse z; sotto questo angolo avviene lo spostamento del centro C del cerchio in direzione $C\,C'$:

$$\varphi = \text{ar tg}\ \frac{v_{cx}}{v_z} = \frac{E}{v_z\, B_z} \qquad [33]$$

Il piano del cerchio si mantiene costantemente parallelo al piano $x\,y$. La rotazione del cerchio avviene senza scivolare sulla sua tangente parallela all'asse delle x.

Il punto P del cerchio che occupava l'origine 0 degli assi all'istante $t = 0$, descrive la traiettoria dell'elettrone; la curva è la risultante di una rotazione e di una traslazione in un piano parallelo alle placche che creano il campo elettrostatico (per es. le armature di un condensatore). Il raggio del cerchio che dà la rotazione è inversamente proporzionale al quadrato dell'induzione B_z creata dal campo magnetico. Per contro quanto maggiore è B_z , tanto maggiore è il numero di giri completi che compie l'elettrone a parità di campo elettrico, cioè di lunghezza delle placchette alle quali è applicata la d.d.p., che crea E. In corrispondenza di certi valori critici di B_z l'elettrone compie un numero intero di spire per uno spostamento complessivo eguale alla lunghezza de campo deviatore. Oltrepassata la posizione per la quale l'elettrone esce dal campo, le componenti v_x e v_y della sua velocità sono nulle, quindi l'elettrone prosegue lungo l'asse z col moto che aveva inizialmente prima di entrare nel campo elettrico; il suo moto ritorna puramente rettilineo, senza rotazioni, parallelo alle linee di induzione magnetica.

Questo metodo magnetico-elettrico di deviazione di un pennello elettronico è impiegato in certi tubi da presa televisiva, nel magnetron e nel microscopio elettronico.

(continua)

Riparliamo della Televisione a Colori

L'argomento della TV a colori è sempre d'attualità e riaffiora insistente in campo tecnico in occasione di riunioni o congressi di specialisti protesi alla ricerca della definitiva soluzione commerciale di questo importante problema. Parrebbe anzi strano parlare di ricerca di soluzioni di un problema che era già stato dato per risolto soddisfacentemente, almeno sul piano tecnico-sperimentale: ma è proprio su questo apparente bisticcio che vorrei oggi intrattenere i nostri lettori.

A varie riprese, infatti, è stato accennato e trattato l'argomento della TV a colori, giungendo alla conclusione che l'attuale sistema N.T.S.C. sorto e sviluppato negli USA, costituiva una brillante soluzione di tale problema.

È noto inoltre che già da un paio d'anni negli U.S.A. sono in atto (sia pure con orario ridotto) delle trasmissioni regolari di TV a colori secondo l'accennato sistema N.T.S.C.; ed è altresì noto che una delle massime industrie elettroniche americane già da vari anni stà spingendo e propagando senza economie la TV a colori, ed ha posto sul mercato alcuni tipi di televisori a colori a prezzo notevolmente inferiore (sempre però molto elevato) ai primi modelli di tre o quattro anni addietro.

* * *

Questo periodo preliminare di esercizio pratico della TV a colori americana, ha però fortunatamente servito a porre in evidenza alcuni inconvenienti che affligono sia il sistema N.T.S.C. in sè stesso, che l'attuale versione commerciale dei televisori a colori.

Si è notato infatti che a causa delle inevitabili irregolarità della propagazione della radio frequenza modulata (sopratutto riflessioni e quindi onde multiple anche lievissime) il processo di demodulazione sincrona di fase dei due segnali di crominanza, subisce delle alterazioni con conseguente deterioramento della cromaticità dell'immagine sia come purezza di colori, che come posizione e delimitazioni delle aree a colori complementari.

Inoltre, la presenza della sotto portante (il cui valore in frequenza deve essere opportunamente selezionato) provoca una più o meno evidente interferenza di « battimenti » con le frequenze video più elevate, che si manifesta con una zigrinatura (o « moiré ») che appare sull'immagine a colori ed ancor più su quella compatibile in bianco-nero.

Il più opportuno valore della frequenza della sottoportante deve anzi essere scelto a seconda dello standard TV, dopo accurate ed esaurienti prove sperimentali. Anche sulla fedele rispondenza cromatica nel processo di selezione e ricostituzione tricromica dell'immagine, il sistema N.T.S.C. offre il fianco a varie critiche.

* * *

L'innegabile vantaggio però di una sufficiente compatibilità coi televisori in bianco-nero e la possibilità di mantenere le stesse caratteristiche tecniche dell'ordinario standard TV in bianco-nero, hanno confermato l'assennatezza della adozione del sistema N.T.S.C. soprattutto per un servizio pubblico di trasmissione di TV a colori. Ciò che ha messo recentemente nell'imbarazzo i costruttori di televisori a colori americani è stato però il comportamento pratico delle prime migliaia di televisori a colori posti sul mercato.

Anzitutto una prima difficoltà sia funzionale che di messa a punto, deriva dagli attuali tipi di tubi tricromici, primo fra i quali il tubo RCA a 3 « gun » e maschera di selezione (shadow mask).

Si riteneva all'inizio della produzione (circa tre anni or sono) di tale tubo che in un prosieguo di tempo qualche novità o perfezionamento avesse potuto presentarsi, facilitando così l'efficienza e le modalità di impiego di esso.

Purtroppo tale circostanza non si è verificata, nè si sono potute neppur realizzare modifiche o semplificazioni sensibili ai circuiti elettronici associati del ricevitore.

Tutto ciò ha contribuito a creare una situazione piuttosto difficile e critica per quanto riguarda il servizio di assistenza tecnica degli attuali televisori a colori, sottoponendo i costruttori ad un pesante ed imprevisto onere.

Se a ciò si aggiunge lo scarso valore artistico ed intrinseco dei programmi a colori oggi trasmessi in America in pura perdita, non essendoci ancora un numero sufficiente di telespettatori per coprire gli alti prezzi della produzione, è facile comprendere come possa essersi verificata una battuta di aspetto nella produzione e nella vendita dei televisori a colori negli U.S.A.

Si noti bene, ciò non significa in alcun modo uno scacco tecnico nè della TV a colori in generale, nè tanto meno del sistema N.T.S.C.

Ciò è anche stato confermato nel recente congresso tecnico internazionale sulla TV a colori tenutosi a Parigi dal 2 al 6 luglio con la partecipazione dei più noti scienziati e specialisti in materia, del mondo intero.

Dalle interessantissime relazioni e discussioni svoltasi in tale riunione è risultata chiara ed unanime la conferma che il sistema « compatibile » N.T.S.C. può ormai ritenersi il migliore mezzo pratico ed efficiente di trasmissione « compatibile » di TV a colori, oggi conosciuto.

* * *

Naturalmente tale sistema va ulteriormente affinato, come ho già detto sopra, nella sua espressione pratica ed in alcuni essenziali componenti del ricevitore. A quest'ultimo proposito si è appreso con molto interesse nell'accennato congresso di Parigi che alcune primarie ditte americane stanno sperimentando a fondo diversi tipi di tubi catodici tricromici, fra i quali il « Chromatron » a post-accelerazione e l'« Apple » a raggio indicatore. La tecnica della TV a colori sta quindi preparandosi intensamente ad un nuovo e decisivo balzo in avanti per la conquista della sua popolarità presso i telespettatori.

A quando tale evento? Nessuno per ora è in grado di precisarlo; forse uno, o due od anche tre anni. Ma ciò non significa affatto che i tecnici debbano rimanere inoperosi in passiva attesa che l'evento si compia.

L'Inghilterra a già dato una significativa conferma a tale affermazione, ponendo a disposizione di costruttori di televisori delle trasmissioni trisettimanali di TV a colori secondo il sistema N.T.S.C. adottato allo standard inglese a 405 righe d'analisi.

Circa l'adattamento del N.T.S.C. al nostro standard TV a 625 righe, l'unica dimostrazione pratica che ho sin ora avuto accasione di osservare con esito soddisfacente, è stata al recente citato congresso di Parigi, ove era stata adottata una sottoportante di crominanza alla frequenza di 4,43 MHz.

É noto infatti che il valore più adatto della frequenza della sottoportante (che è un multiplo della semifrequenza di riga) va determinato in via sperimentale sino a raggiungere il risultato di una minima visibilità sul quadro immagine di una nota forma di interferenza (« moiré »).

Ci consta che prove sperimentali del genere per lo standard TV a 625 righe sono già state effettuate in Francia presso il Laboratoire d'Electronique e Phisique (LEP) col risultato brillante presentato al citato congresso di Parigi e sono tuttora in corso presso i laboratori Philips olandesi.

Sinora purtroppo l'Italia è rimasta inattiva in tal genere di tecnica e ci auguriamo che presto, sia da parte della RAI, che da parte di gruppi industriali, la questione della TV a colori venga sottoposta ad accurati studi ad esperienze senza ben inteso interferire minimamente col commercio degli attuali televisori in bianco-nero, che ancora per molti anni saranno incontrastati dominatori per numerosi motivi tecnici ed economici.

(A. Banfi)

TV per Cipro alla fine del 1957

Il Servizio Radio di Cipro, è stato reso noto il 7 maggio scorso, inizierà una trasmissione sperimentale televisiva verso la fine di questo anno. Tale servizio coprirà la regione di Nicosia dove l'apparato trasmittente verrà installato. L'apparto trasmittente avrà una potenza effettiva di 1,5 kW e sarà adottato il sistema continentale a 625 linee. I tecnici di Cipro che dirigeranno la nuova stazione vengono attualmente addestrati presso la Marconi, mentre la BBC ha iniziato l'addestramento dei produttori dei programmi.

(u.b.

Lo sviluppo della TV in Cecoslovacchia

Come risulta da una nota su un recente fascicolo della rivista sovietica Radio, in Cecoslovacchia si pianifica la costruzione di 10 nuove stazioni trasmittenti TV, di cui 9 dovranno entrare in funzione entro la fine del 1960.
Dopo questo, su 80 % del territorio della Repubblica, dove si concentra il 90 % della popolazione, sarebbe resa possibile la ricezione delle emissioni TV. Il collegamento delle stazioni tra loro e con le reti delle nazioni vicine, sarebbe realizzato per mezzo di cavi coassiali e ponti radio dislocati a distanze da 55 a 85 km.
Entro la stessa fine dell'anno 1960, la produzione dei televisori dovrà raggiungere un totale di 630 mila unità. Attualmente è in preparazione un modello a 15 valvole.

(O.Cz).

Amplificatori e Diffusori per Alta Fedeltà Perfezionati

di Gaetano Dalpane

In QUESTA breve rassegna descriveremo qualche particolare circuito di amplificatore di potenza e un diffusore di tipo dinamico perfezionato.

In effetti la bontà dello stadio di potenza deriva anche dalla caratteristiche degli stadi di amplificazione B. F. e dal preamplificatore-equalizzatore. Le tensioni contro-reattive e reattive prelevate dall'uscita e applicate agli stadi precedenti modificano grandemente le caratteristiche dello studio finale che aziona l'altoparlante attraverso l'adattatore di impedenze (trasformatore di uscita).

Lo stadio generatore di potenza considerato come il risultato finale di tutta la catena amplificatrice, deve soddisfare a molti requisiti. I più importanti sono:

a) erogare forte potenza di uscita con bassa potenza di alimentazione;

b) fornire una potenza esente da distorsione armonica;

c) trasmettere una vasta gamma di frequenze;

d) avere una bassa resistenza interna.

Affinchè sia soddisfatta la condizione di cui in *a*) è necessario che il rendimento anodico sia elevato. Ciò può ottenersi con valvole multigriglia (pentodi o tetrodi). I triodi sono meno adatti sotto questo punto di vista ma, se il costo dell'alimentatore e alimentazione hanno poca importanza, vengono impiegati tuttora in qualche caso, con forti tensioni anodiche. Lo stadio finale con triodi, *considerato a sè stante*, offrirà così minore distorsione e minore resistenza interna.

Abbiamo detto stadio finale a sè stante, poichè la contro-reazione per tensione ricavata dall'uscita, può contenere e superare i requisiti di resistenza interna e di distorsione data dai triodi.

Il tasso di contro-reazione per l'intero amplificatore dovrà però essere molto maggiore e ciò a volte offre serie difficoltà per quanto riguarda la stabilità dell'amplificatore. Anche il trasformatore di uscita, evidentemente, dovrà essere più costoso e più curato che non nel caso dei triodi di potenza. Per quanto specificato in *b*) attualmente si possono realizzare amplificatori con distorsione globale armonica dell'1 % alla potenza nominale, e, in condizioni normali di funzionamento, distorsioni di circa l'1 per mille alle frequenze medie della gamma acustica. Alle frequenze estreme della gamma le distorsioni aumentano specie a piena potenza, ma in amplificatori ben costruiti sono sempre molto basse e non vengono affatto percepite.

Per quanto riguarda il punto *c*) (gamma di frequenze da riprodurre) non è sufficiente che l'amplificatore sia in grado di trasmettere il solo campo di frequenze acustiche, ma deve essere in grado di riprodurre una gamma molto più vasta del campo acustico, anche se, in effetti, il campo sonoro va da 30 Hz a 15 kHz.

La ragione è data dal fatto che il fronte d'onda del miscuglio di frequenze da riprodurre si avvicina molto a quello dato da onde quadre con tempi di salita molto brevi.

Da quanto esposto, risulta che l'amplificatore e diffusore devono essere in grado di riprodurre inalterate onde quadre nel campo delle frequenze acustiche e, precisamente, onde quadre da 30 Hz a 15 kHz.

Dato però che l'orecchio medio non percepisce suoni oltre i 15 kHz è evidente che sarà inutile riprodurre la 10ª armonica delle frequenze più alte. Se però non si vuole in alcun modo modificare l'onda complessa a 10 kHz bisognerà riprodurre almeno la sua 10ª armonica e l'amplificatore dovrà essere lineare sino a 100 kHz.

Si è notato che non alterando la forma d'onda quadra a 5 kHz non avviene un peggioramento nella qualità dei suoni, semprechè l'altoparlante, o meglio il sistema di altoparlanti, riproduca perfettamente questa forma d'onda. Ciò porta ad avere l'amplificatore lineare sino alla frequenza di 50 kHz circa. A 10 kHz l'onda quadra sarà leggermente smussata, ma non dovranno aversi alla sommità piatta alcuna irregolarità importante (ringing), poichè ciò denota tendenza ad oscillare a frequenze alte.

La resistenza interna dell'amplificatore di potenza (punto *d*) vista dai reofori collegati agli altoparlanti deve essere bassa. Spesso si preferisce avere un valore prossimo a zero, ma può essere opportuno, almeno per una parte dello spettro acustico, un valore di resistenza interna negativa. Questo per correggere difetti insiti nel sistema elettro-acustico.

L'altoparlante rappresenta infatti un carico particolarissimo le cui caratteristiche grandezze costitutive variano moltissimo al variare della frequenza.

Più oltre verrà appunto descritto come si possono ridurre molto i difetti accennati.

La risposta ai transitori la linearità del sistema elettro-acustico sono influenzate grandemente, a parte la qualità di quest'ultimo, dalla resistenza interna dell'amplificatore di potenza.

Descriveremo ora sommariamente qualche circuito notevole usato nei moderni amplificatori di alta qualità, facendo particolare riferimento allo stadio di potenza.

1. - CIRCUITI DI AMPLIFICATORI DI POTENZA.

Un circuito molto diffuso in questi ultimi anni, facente uso di tetrodi a fascio o pentodi, denominato *ultralineare*, già noto ai nostri lettori, è indicato in fig. 1. La reazione negativa applicata fra placca e griglia schermo tramite il primario del trasformatore di uscita, migliora grandemente le qualità dello stadio di uscita.

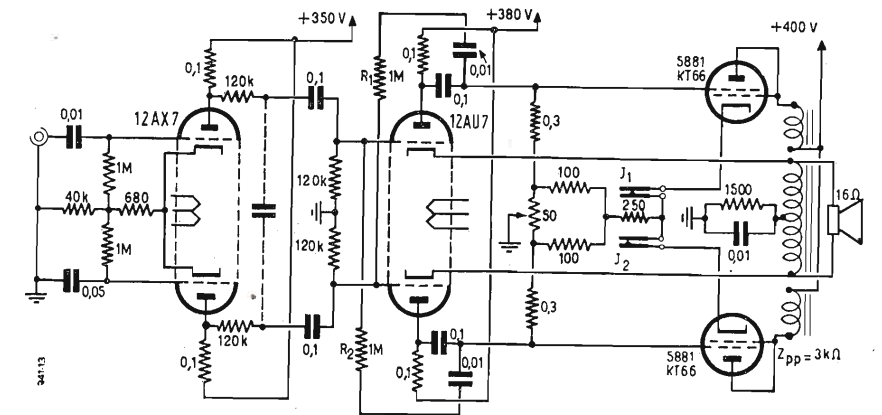



Fig. 4 - Schema elettrico di un amplificatore facente uso di reazione di tensione positiva e negativa.

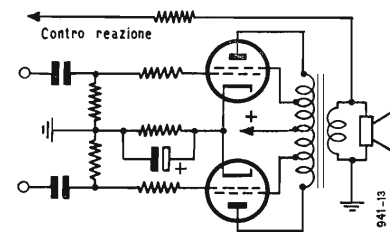



Fig. 1 - Circuito di uscita «ultralineare» a contro-reazione sulle griglie schermo.

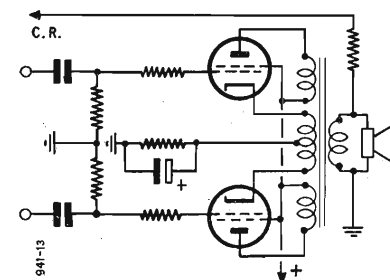



Fig. 2 - Circuito di uscita a contro-reazione catodica.

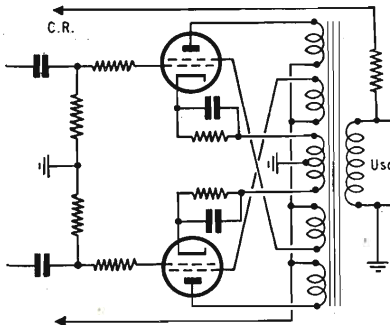



Fig. 3 - Stadio finale Mc Intosh a carico distribuito sulle placche e sui catodi.

In fig. 2 è schematizzato uno stadio di potenza, sempre facente uso di tetrodi a fascio, avente contro-reazione catodica ricavata dal trasformatore, mentre in fig. 3 è riportato un circuito di uscita con reazione sulla griglia schermo, applicata alla valvola opposta, particolarmente adatto per stadi atti a erogare forti potenze di uscita. Il rendimento anodico è elevato trattandosi di funzionamento in classe *B* e il trasformatore essendo ad avvolgimenti bifilari assicura uno strettissimo accoppiamento. Il carico alle valvole è distribuito sul circuito anodico e parte sul circuito catodico. Questi accorgimenti assicurano a piena potenza una distorsione del 0,3 %.

Una varietà di stadi amplificatori di potenza sono apparsi in questi ultimi anni, ma tutti gli accorgimenti adottati dai progettisti mirano a raggiungere i quattro requisiti suesposti.

Un caratteristico amplificatore, il cui schema è visibile in fig. 4 fa uso di reazione di tensione positiva e negativa.

Il circuito, notevole nella sua semplicità e nella sua efficienza, fa uso di triodi anche nello stadio finale. Dato che non è possibile applicare una controreazione elevata, usando pentodi o tetrodi si avrebbe una distorsione eccessiva.

La resistenza interna di uscita è prossima a zero: tale requisito viene raggiunto facendo uso di reazione positiva fra griglia e placche opposte dei triodi nella valvola 12AU7, e nel contempo, di reazione negativa ricavata dal circuito di uscita attraverso i catodi della medesima valvola.

L'amplificatore in oggetto ha buone doti di stabilità e di bassa distorsione.

Diminuendo il valore delle resistenze R_1 e R_2 si può avere un valore negativo della resistenza di uscita, appunto perchè, così facendo, si aumenta il tasso di reazione positiva di tensione.

Con R_1 e R_2 pari a 1 MΩ la R_i interna ha praticamente il valore di zero (controreazione infinita, fattore di smorzamento infinito dato da $R_c/R_i = \infty$ in cui R_c è la resistenza di carico e R_i la resistenza interna).

Ponendo le suddette due resistenze pari a 0,6 MΩ, la R_i assume un valore negativo e parimenti negativo risulta il fattore di smorzamento. La stabilità si mantiene ancora ottima se si farà uso di un trasformatore di buona qualità avente l'indicato rapporto di impedenze.

2. - AMPLIFICATORI DI POTENZA A RESISTENZA INTERNA NEGATIVA REGOLABILE.

Il valore definitivo che deve avere la resistenza interna dell'amplificatore dipende dalle caratteristiche di smorzamento proprie del sistema di diffusori posti nel relativo baffle o bass-reflex. Il baffle agisce come smorzatore acustico, mentre la resistenza dell'amplificatore agisce come smorzatore elettro-dinamico del sistema.

Infatti, un risultante smorzamento eccessivo, porta ad una riduzione del livello acustico alle basse frequenze come rappresentato in *a*) della fig. 5 Un'insufficiente smorzamento dato da un'eccessiva resistenza interna positiva comporta irregolarità della risposta acustica alle frequenze basse, esaltazione della resa alla frequenza propria della membrana, cattiva risposta ai transitori e forte distorsione armonica alle basse frequenze (come in *b*) della fig. 5).

Con un dato sistema di alto parlanti si ha quindi una resistenza interna ottima che porta il complesso elettro-acustico allo smorzamento totale o smorzamento critico.

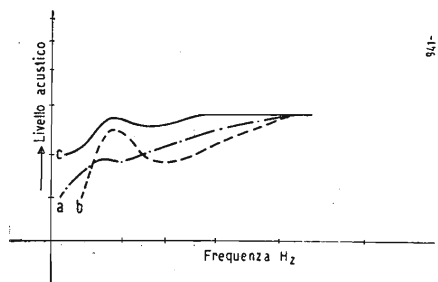



Fig. 5 - Effetto dello smorzamento sulla risposta alle basse frequenze.
a) Eccessivo smorzamento;
b) Basso smorzamento con produzione di armoniche;
c) Smorzamento critico e bassa distorsione armonica.

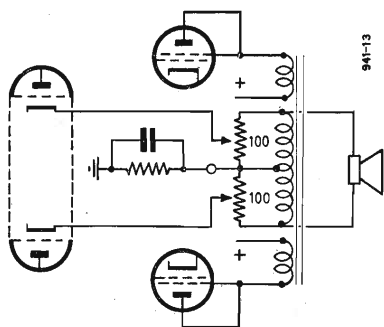



Fig. 6 - Modifica al circuito di fig. 5 per variare la resistenza interna dello stadio di uscita e lo smorzamento dell'altoparlante.

La risposta alle basse frequenze può allora assumere l'andamento ottimo come indicato in c) e la distorsione armonica, in queste condizioni, risulta essere la più bassa. In questo campo di frequenze moltissimi altoparlanti introducono distorsioni elevatissime che falsano completamente il timbro dei bassi.

È bene quindi modificare il circuito visibile in fig. 4 rendendo variabile il tasso negativo o positivo di reazione.

In fig. 6 è rappresentato la parte modificata: a mezzo di due potenziometri a bassa resistenza si può rendere variabile il valore della tensione di segno contro-reattiva, curando di mantenere i due valori eguali nei cursori dei potenziometri. Ciò è necessario per non sbilanciare il circuito in opposizione.

Se il carico acustico o resistenza di radiazione è *tenuto presso chè costante a queste frequenze* facendo uso di adatto altoparlante e di appropriato schermo acustico (baffle infinito o meglio bass-reflex) lo smorzamento critico o totale è facilmente avvertibile anche ad orecchio per la perfetta riproduzione dei bassi e dei transistori.

Anche con altoparlanti di media qualità, purchè di tipo adatto al campo di frequenza da riprodurre, si hanno ottimi risultati portando il sistema allo smorzamento critico.

Di solito è sufficiente un diffusore bifonico con unica bobina mobile collegata direttamente a due membrane, oppure due altoparlanti concentrici di adatte caratteristiche provvisti di rete dividente, per quanto in questo ultimo caso, la impedenza del dispositivo dividente varia col variare della frequenza.

3. - AMPLIFICATORI A RESISTENZA INTERNA NEGATIVA REGOLABILE SOLO ALLE FREQUENZE BASSE.

Il circuito della fig. 6 permette di avere un valore presso chè costante della resistenza interna entro tutto il campo delle frequenze acustiche.

Ciò non è necessario alle frequenze alte. Lo smorzamento critico è utilissimo e molto efficace solo alle frequenze più basse dello spettro acustico perchè aumenta l'efficienza del diffusore a queste frequenze. È in questo campo di frequenze che aumentano le distorsioni e peggiora il rendimento per la diminuzione della resistenza utile data dal carico aria (resistenza di radiazione R_d)

Un diffusore a bobina mobile, può essere rappresentato, nei suoi elementi essenziali, dallo schema elettrico equivalente semplificato di fig. 7.

La R_{BM} non può essere separata dagli altri elementi giacchè è la resistenza propria della bobina mobile e, agli effetti dello smorzamento degli elementi dotati di inerzia fra *b* e *c* impedenza di moto Z_m, non è sufficiente avere R_i bassa o anche uguale a zero (corto circuito) ma lo smorzamento avverrà attraverso R_{BM} che non potrà mai essere uguale a zero.

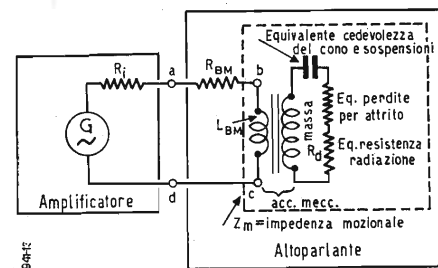



Fig. 7 - Schema elettrico, semplificato, equivalente ad un altoparlante a bobina mobile.

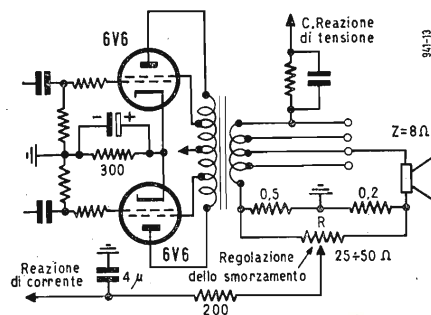



Fig. 8 - Stadio di potenza per amplificatore a smorzamento variabile.

Lo smorzamento perfetto o critico si avrà solamente se R_i sarà negativo.

Il valore di R_i non sarà esattamente pari a R_{BM} ma si dovrà tenere conto dello smorzamento meccanico del sistema (impedenza meccanica, resistenza di radiazione, elasticità delle sospensioni ecc...).

Finora abbiamo parlato di smorzamento e di resa del diffusore alle basse frequenze, ma ben più importante è da considerare la distorsione armonica.

Se la bobina mobile, e quindi il cono, fosse azionato e spostato in modo proporzionale alla tensione applicata agli estremi, o in altre parole, se seguisse perfettamente in velocità e ampiezza la forma d'onda della tensione inviata, anche la forza contro-elettro motrice fra *b* e *c* avrebbe esattamente una forma d'onda simile alla tensione applicata. Ciò non è vero in quanto le grandezze contenute fra i punti *b* e *c* non sono lineari nè colla frequenza nè coll'ampiezza dello spostamento.

La controreazione di tensione ricavata dai morsetti della bobina mobile mantiene ampiezza e forma d'onda indistorta fra *a* e *d*, ma ciò non è sufficiente. La corrente che percorre il circuito sarà ugualmente distorta e poco vale applicare agli estremi dell'alto parlante una tensione indistorta.

La corrente che circola nella bobina mobile è la risultante fra tensione applicata, e contro tensione dovuta allo spostamento e velocità data dalla bobina stessa, immersa nel campo magnetico, come del resto avviene in tutti i motori elettrici basati sul principio elettrodinamico.

Particolarmente gravoso è il compito affidato all'altoparlante: un motore che deve funzionare a variabilissimo regime e che deve dare una resa costante vincendo una resistenza variabilissima come entità e natura al variare del suo regime.

È evidente così come molti difetti siano insiti nel sistema stesso e come il rendimento sia alquanto basso, specialmente scendendo colla frequenza. Si ha infatti una continua diminuzione della resistenza offerta dall'aria che comporta un continuo peggioramento del rendimento.

Se vi fosse da riprodurre una banda molto stretta di frequenza, sarebbe possibile ottenere rendimenti simili a tanti altri motori anche operando sul mezzo aria che ha una massa molto ridotta. Ciò è possibile dimensionando i vari elementi, riducendo le perdite portando il sistema alla risonanza meccaniche della membrana e aumentando artificialmente il carico utile su questa ultima (es. trombe di segnalazione). Su fluidi aventi densità maggiore, come liquidi, i rendimenti possono essere elevatissimi anche con frequenze relativamente basse.

È chiaro così come convenga suddividere il campo di frequenze da riprodurre a più elementi, per avere uniformità di risposta e quindi di rendimento. Per aumentare il rendimento alle basse frequenze si deve aumentare il valore del carico aria rispetto alle perdite meccaniche e di conseguenza aumentare il diametro della membrana o munire questa di una tromba adatta. Alle alte frequenze, per trasferire la stessa quantità di energia, la membrana deve essere di piccole dimensioni pur avendo una sufficiente resistenza di radiazione (carico dato dall'aria), mentre occorre una fortissima riduzione della massa *vibrante* per diminuire le perdite.

Anche in questo campo di frequenze è sempre utile aumentare il carico dato dall'aria con trombe di piccole dimensioni.

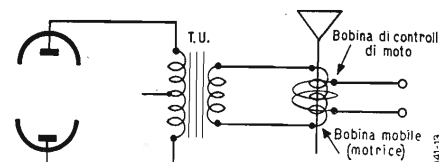



Fig. 9 - Altoparlante speciale dotato di due bobine.

Il compito di queste ultime è anche quello importantissimo di evitare fenomeni direzionali eccessivi. Molto vi sarebbe da dire sulla trasformazione di energia elettrica in energia sonora e noi ne abbiamo fatto un rapidissimo accenno.

Attualmente sono stati sviluppati e perfezionati altoparlanti ad unico elemento motore a bobina mobile collegata a due membrane di differenti caratteristiche.

Tale diffusore fu realizzato da Vogt circa 25 anni or sono, ma a quei, tempi le frequenze più alte allora interessanti non sorpassavano i 6÷7 kHz e una banda di 5 ottave veniva riprodotta anche con una sola membrana.

Ritornando al nostro complesso amplificatore-altoparlante, abbiamo detto che nella corrente che percorre la bobina mobile vi si ritrovano le distorsioni introdotte dal diffusore, distorsioni che esistono anche se la tensione applicata è indistorta e la R_i è bassissima.

Si può ricavare una tensione proporzionale a questa corrente distorta, tensione che servirà egregiamente a ridurre la distorsione acustica data dall'altoparlante.

In sostanza è possibile ricavare dall'uscita dell'amplificatore due grandezze e precisamente:

a) Una frazione della *tensione di uscita* da applicare all'entrata in opposizione (reazione negativa di tensione).

b) Una tensione proporzionale *alla corrente di uscita* da applicare in opposizione alla precedente (reazione positiva di corrente).

Con *a*) si può contenere la resistenza interna e la distorsione dell'amplificatore a valori molto bassi. Con *b*) si può aumentare la resistenza interna (reazione negativa di corrente) o far assumere alla resistenza interna valori negativi (reazione positiva di corrente).

L'amplificatore sarà stabile fino a che il tasso di reazione positiva diviene appena maggiore del tasso di reazione negativa.

Quindi per raggiungere buoni risultati è necessario avere un amplificatore ben stabile anche applicando forti contro-reazioni di tensione.

In fig. 8 riportiamo lo schema di uno stadio di potenza in questione.

La *R* è da 0,7 Ω totali con presa a massa. Il potenziometro, in parallelo alla suddetta resistenza, permette di variare il valore di R_i e *aggiustare il complesso al valore di smorzamento critico.*

È preferibile, come detto precedentemente, che il campo di smorzamento ottimo sia limitato alle basse frequenze.

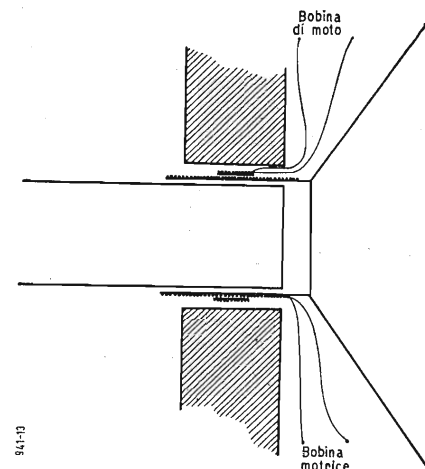



Fig. 10 - Inserzione pratica della bobina collettrice.

Infatti un filtro costituito da 200 Ω e dal condensatore da 4 μF limita l'effetto a circa 300 Hz.

Da notare che il valore della resistenza in serie all'uscita è esatto solo se il carico dato dalla bobina dell'altoparlante è di 8 Ω, altrimenti per impedenze di valore diverso dovrà essere diverso anche il valore di detta resistenza in serie.

4. - ALTOPARLANTE SPECIALE A BOBINA SUPPLEMENTARE.

Le suddette considerazioni relative al funzionamento degli altoparlanti di tipo dinamico ci hanno portati a realizzare, a scopo di studio e prove, un'altoparlante speciale dotato di due bobine fig. 9.

Se oltre alla normale bobina mobile che aziona il diaframma (che chiameremo bobina motrice) si sovrappongono poche decine di spire di filo sottile direttamente sulla bobina mobile (bobina collettrice), rigorosamente solidale alla prima, su quest'ultima sarà possibile raccogliere una tensione che rispecchierà perfettamente la forma e l'ampiezza e quindi linearità di spostamento della bobina motrice e quindi della membrana.

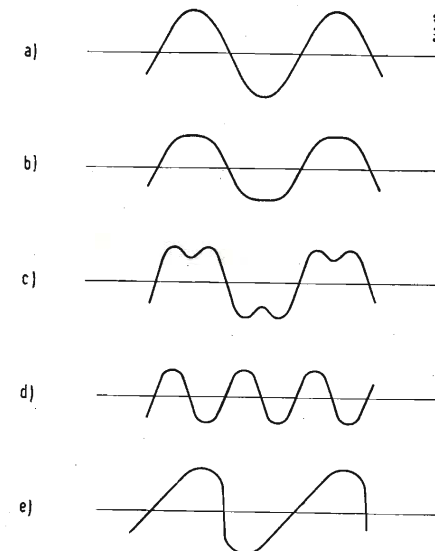



Fig. 11 - Rappresentazione di forme d'onda (vedi testo).

In fig. 10 è rappresentato come è stata realizzata praticamente l'aggiunta della bobina collettrice.

Se la membrana, specialmente alle basse e medie frequenze, ove non esistono vibrazioni nodali o secondarie, si sposterà in modo non lineare, qualunque distorsione sarà visibile nella seconda bobina.

A queste frequenze anche l'accoppiamento meccanico fra bobina e membrana è pressochè perfetto e pari a valore uno.

Orbene se si applica all'altoparlante una tensione sinusoidale o meglio quadrata, nella seconda bobina si raccoglie una tensione che colla sua forma stà ad indicare quanto sia cattiva la linearità e relative distorsioni del sistema elettro-acustico anche se l'amplificatore usato nelle prove è a bassissima resistenza interna.

Qualcuno dei risultati più importanti sono dimostrati nella fig. 11.

Con tensioni sinusoidali in entrata all'altoparlante come in *a*):

In *b*) è rappresentata la forma d'onda della tensione agli estremi della bobina collettrice alla frequenza di 100 Hz con 1 W applicato a un'altoparlante della potenza nominale di 4 W. Migliorando lo schermo acustico il sovraccarico avveniva a 2 W.

In *c*) quando la frequenza inviata era inferiore alla frequenza di risonanza, che nel tipo in questione era di 80 Hz. La potenza inviata era di circa 1 W.

In *d*) con una potenza di 2 W a 50 Hz. La distorsione in questo caso raggiunge valori vicini al 100 % e la frequenza riprodotta è esattamente il doppio della frequenza inviata .

In pratica questo caso si presenta spesso e i bassi riprodotti dal diffusore sembrano buoni per un'orecchio non esercitato.

Con buoni altoparlanti le distorsioni non saranno così forti, ma alle bàsse frequenze raggiungono valori sempre molto alti di 2ª e 3ª armonica, che essendo di un'ottava e oltre superiore al suono vero da riprodurre sono molto meglio sentiti per la caratteristica del nostro orecchio. I bassi acquistano un falso timbro che alterano completamente il suono riprodotto.

In *e*) è rappresentata la forma della tensione ricavata dalla bobina supplementare quando la bobina mobile è poco centrata in senso assiale nel campo magnetico, cioè quando il sistema motore si muove in un campo magnetico poco uniforme.

Operando con tensioni a onda quadra questi fenomeni sono molto meglio osservabili .

Il caso *c*), di forti distorsioni armoniche alle basse frequenze, è particolarmente osservabile quando non è sufficiente la cedevolezza delle sospensioni del cono (bordo e centratore) operando con frequenze non molto lontane dalla frequenza di risonanza propria del diaframma.

Inviando una frequenza eguale a $\frac{1}{2} f_r$ la frequenza irradiata è il doppio (cioè quella propria di risonanza) e spesso la distorsione è totale, come abbiamo osservato.

Alle frequenze superiori a f_r si osservano sempre distorsioni più o meno forti.

Per frequenze di $4 \div 5$ kHz, operando con onde quadre, si notano sempre forti distorsioni della forma d'onda raccolta.

Le prove eseguite stanno ad indicare, come gli altoparlanti siano in effetti gli organi più scadenti e più delicati di tutti i complessi elettro-acustici.

Vedremo comunque come sia possibile eliminare queste distorsioni utilizzando la tensione fornita dalla bobina supplementare usata come tensione di contro-reazione.

Abbiamo detto che queste distorsioni vengono anche eliminate utilizzando una reazione ricavata dalla corrente che percorre la bobina mobile dell'altoparlante. I risultati, così facendo sono ottimi, con altoparlanti esistenti, ma utilizzando la tensione ricavata dalla bobina collettrice di questo speciale altoparlante i risultati sono migliori per un vastissimo campo di frequenze.

Fig. 12 - Amplificatore di tipo ultra-lineare impiegante l'altoparlante con bobina supplementare.

Fig. 13 - Amplificatore facente uso di reazione per corrente dell'altoparlante, contro-reazione per tensione di uscita e per tensione della bobina collettrice di moto.

5. - AMPLIFICATORE CON ALTOPARLANTE A DOPPIA BOBINA

Abbiamo visto che l'andamento della tensione ricavata dalla bobina collettrice riproduca fedelmente le distorsioni di moto della membrana e quindi la distorsione contenuta nelle onde sonore irradiate nello spazio dell'altoparlante, per un vasto campo di frequenze, o almeno laddove non esistono vibrazioni complesse o nodali della membrana. Queste vibrazioni secondarie comunque, sono ridottissime nei buoni altoparlanti, tanto più se si fa uso di due adatte membrane azionate da un'unica bobina mobile (diffusori bifonici).

L'accoppiamento magnetico fra le due bobine, se il campo magnetico è molto intenso, si può ritenere quasi senza effetto sino alle alte frequenze.

Infatti, se il ferro è saturo, caso quasi generale nei buoni altoparlanti, la permeabilità è molto bassa e la tensione indotta direttamente per accoppiamento magnetico delle due bobine è molto debole.

L'accoppiamento capacitivo, sempre fra le bobine non è nocivo sia per le basse impedenze in gioco, sia perchè è possibile mettere a massa (potenziale zero) lo strato esterno della bobina mobile.

Lo spostamento di fase, però, fra le due tensioni è variabile colla frequenza (appunto per la continua variazione e natura delle grandezze costituenti Z_m di fig. 7).

Questo sfasamento permetterà egualmente di applicare una più che sufficiente contro-reazione quando la tensione di uscita dell'amplificatore venga posta in serie alla tensione raccolta nella bobina collettrice.

In fig. 12 è schematizzata la parte interessante di un amplificatore dotato dell'altoparlante in oggetto.

Gli stadi amplificatori di tensione sono costituiti da un doppio triodo 12AT7 amplificatore e invertitore di fase ad accoppiamento diretto fra le due unità.

La 12AU7 funziona da amplificatore pilota in contro-fase. È munita di un resistore catodico spianatore di eventuali sbilanci dei segnali in contro-fase applicati alla griglia della medesima valvola.

Lo stadio finale del tipo a controreazione sulle griglie schermo è costituito da due tetrodi 6V6 a fascio elettronico in push-pull.

I terminali della bobina collettrice sono indicati con *a* e *b* e fanno capo a due spine a banana.

Anche quando detta bobina è disinserita il circuito di contro-reazione per tensione di uscita rimane incluso. Spostando il terminale *b* si può aumentare o diminuire la tensione di controreazione prelevata all'uscita e che verrà sommata a quella della bobina collettrice o di moto. Sarà così possibile scegliere la tensione di uscita più adatta pur mantenendo massima la controreazione data dalla bobina collettrice.

In ultimo, e sempre dopo tutto, l'orecchio potrà giudicare e dire l'ultima parola.

In fig. 13 è rappresentato schematicamente semplificato, un amplificatore sperimentale che riunisce i vari perfezionamenti sin qui descritti, in forma molto elementare.

Il circuito definitivo è sempre quello ricavato dalla fig. 12 con l'aggiunta della parte reattiva di corrente.

Abbiamo visto che se è *alta l'impedenza* della rete che alimenta un apparecchio utilizzatore avente elementi non lineari, si hanno *distorsioni anche nella forma della tensione* ai morsetti relativi, mentre se la rete (e generatore) è relativamente *a bassa impedenza* si rileva distorsione preponderante nella *corrente di alimentazione*. Ciò si verifica sempre, in qualsiasi caso, fra generatore e utilizzatore elettrico mancante di linearità.

Il circuito descritto fa quindi uso di tre elementi correttori di distorsione, e precisamente:

1) *Correttore della distorsione data dall'intero amplificatore*, consistente nel circuito contro-reattivo per tensione ricavata dall'uscita. Questo anello di contro-reazione riduce anche la resistenza interna di uscita dell'amplificatore.

2) *Reazione di corrente attraversante l'altoparlante* per aumentare l'efficienza e quindi il rendimento del diffusore alle basse frequenze. Come abbiamo detto precedentemente, al scendere della frequenza si ha una diminuzione della resistenza utile R_d , e un'aumento del carico dovuto alle perdite Ciò apporta anche un forte miglioramento della distorsione armonica.

3) *Contro-reazione data dalla bobina mobile collettrice*, che evita la distorsione di moto della membrana.

L'apparecchio completo è veramente interessante per l'altissima qualità acustica che si ottiene.

L'altoparlante per le frequenze alte è sistemato concentricamente a quello delle basse, ma può essere usato un tipo a due membrane.

I risultati, controllati con l'ausilio di prove di distorsione armonica e oscilloscopica sono stati quanto mai lusinghieri e dopo tutto, l'orecchio potrà dire l'ultima parola.

Sono sempre a disposizione di quei lettori che chiedessero chiarimenti o consulenza tramite *l'antenna*.

*

atomi ed elettroni

L'industria radiofonica tedesca a Francoforte

A Francoforte s.M., uno dei centri commerciali più importanti della Repubblica federale tedesca, vengono attualmente compiuti con grande attività i preparativi per una delle più interessanti esposizioni di quest'estate. L'industria, gli enti radiofonici, l'Amministrazione postale, le associazioni di categoria, le società di dilettanti e le case editrici hanno riunito i loro sforzi per assicurare il successo della Grande Esposizione della radio, fono e televisione, che avrà luogo dal 2 all'11 agosto 1957, e sarà una mostra al tempo stesso istruttiva e rappresentativa del ramo. Più di 200 costruttori presenteranno i loro modelli più recenti in dodici gallerie e sul terreno all'aperto circostante, dando così inizio alla stagione delle vendite 1957/58. Gli otto enti radiofonici della Germania occidentale mostreranno le varie fasi della loro attività organizzando programmi speciali di radio e televisione e presentando uno studio attrezzato secondo i criteri più moderni. I visitatori potranno seguire da vicino il lavoro degli artisti e degli operatori che preparano le trasmissioni. Durante l'esposizione, alla quale nei giorni 5, 8 e 9 agosto, dalle 10 alle 13, l'ingresso sarà riservato unicamente ai commercianti, molte associazioni di categoria organizzeranno convegni speciali: fra di esse l'Associazione radio e televisione (industria), l'Associazione dei grossisti di apparecchi radio e televisivi e l'Associazione dei negozianti della radio e televisione (commercio al minuto).

Dalle informazioni provenienti dagli ambienti competenti risulta che verranno presentate all'esposizione molte novità per quanto riguarda il funzionamento automatico degli apparecchi, nonchè la semplificazione del servizio, il perfezionamento dell'estetica e dei colori ed il miglioramento delle qualità ricettive. Qualora si aggiunga che i prezzi degli apparecchi sono rimasti quasi invariati dal 1936 ad oggi, è comprensibile la grande attesa dagli interessati, all'interno ed all'estero. L'importanza della manifestazione è sottolineata dalle cifre di produzione dell'industria radiofonica della Germania occidentale: negli ultimi cinque anni, dal 1952 al 1956, essa è salita da 2,6 a 3,8 milioni per gli apparecchi radio, da 4000 a 600.000 per quelli di televisione e da 12,5 a 40 milioni di unità per i dischi fonografici.

Poichè la Germania è nel mese di agosto meta preferita dei turisti e Francoforte può essere raggiunta facilmente con la ferrovia, le linee aeree e gli autoveicoli, è facile prevedere una larga presenza di ospiti stranieri. La Direzione dell'esposizione ha preparato un prospetto informativo che sarà inviato gratuitamente e potrà venir richiesto all'Ufficio informazioni per stranieri dell'Esposizione della radio, fono e televisione di Francoforte s.M. (Grosse Deutsche Rundfunk, Fernseh und Phono-Ausstellung, Ausländer-Auskunft, Frankfurt a.M., Western Germany). (*g.d.a.*)

Il pieno successo dei primi esperimenti con il reattore spementale al sodio SRE

La Commissione americana per l'Energia Atomica (AEC) ha annunciato nei giorni scorsi che il 25 aprile hanno avuto luogo nei pressi di Los Angeles (California) i primi esperimenti con il reattore sperimentale al sodio « SRE », costruito dall'Atomics International Company per conto dell'AEC, nel quadro del programma di sviluppo di piccoli reattori sperimentali per centrali elettronucleari. Il reattore ha sviluppato una reazione nucleare controllata sino dalle prime prove.

Il reattore al sodio è il primo del suo genere che abbia prodotto una reazione a catena. Esso è moderato a grafite e raffreddato con sodio liquido. Il suo livello termico è di 20.000 kW. Nel corso delle prossime settimane, il reattore sarà sottoposto a numerose prove sperimentali destinate a determinare le caratteristiche nucleari dell'apparato e ad accertare il perfetto funzionamento di tutte le sue parti. Al termine delle prove, il reattore sarà fatto funzionare alla massima potenza prevista.

L'energia termica prodotta dal reattore sarà ceduta alla Southern California Edison Company per la produzione su basi sperimentali di circa 6.500 kW di elettricità. (*u.s.*)

La scomparsa di Joseph W. Kennedy

A soli 40 anni, in seguito ad un'affezone cancerosa, si è spento il 5 maggio il prof. Joseph W. Kennedy, uno dei maggiori radiochimici del mondo, inventore di un procedimento per la separazione del plutonio.

Nato a Nacogdoches (Texas) il 30 maggio 1916, subito dopo aver conseguito la laurea di chimica presso l'Università della California (1939), prestò la sua opera come assistente presso quell'Università.

Per la sua particolare competenza nel settore della radiochimica, nel 1943 fu chiamato a dirigere la Divisione di Chimica e Metallurgia presso il Laboratorio di Los Alamos (New Mexico) che resse fino al 1945.

Alla fine della guerra, Kennedy tornò all'insegnamento, come titolare della cattedra di chimica presso l'Università Washington di St. Louis (Missouri), divenendo successivamente preside della Facoltà di Chimica di quell'Università.

Nel giugno del 1956, la Commissione americana per l'Energia Atomica, in riconoscimento dei diritti del brevetto per la separazione del plutonio sfruttato dal governo per la costruzione delle armi nucleari, concedeva a Kennedy e a tre suoi collaboratori la somma di 400.000 dollari. (*u.s.*)

Pulitura ultrasonica dei metalli

Integrando i normali sistemi di pulitura del metallo con delle vibrazioni ultrasoniche si ottiene una pulitura più rapida e completa. Ciò naturalmente porta a delle economie anche nei costi della manodopera, economie che compensano in breve tempo il costo iniziale degli apparati occorrenti.

Le vibrazioni sono sufficienti a produrre cavitazione nella soluzione per la pulitura del metallo, impartendogli un'azione erosiva equivalente ad una sfregatura della superficie da pulire, azione che è efficace anche nel caso di fori, scanalature, cavità, e non produce alcun danno alle parti più delicate.

L'apparato, esposto recentemente alla Mostra della Physical Society a Londra, funziona a circa 40 kHz, frequenza che assicura un'ottima pulitura unitamente ad un minimo di rumori sonici e di cavitazione. La ditta costruttrice pone a disposizione degli interessati tre tipi di trasduttori. I trasduttori possono funzionare con liquidi sino a 77 gradi centigradi, ma per i normali scopi di pulitura dei metalli è sufficiente una temperatura inferiore.

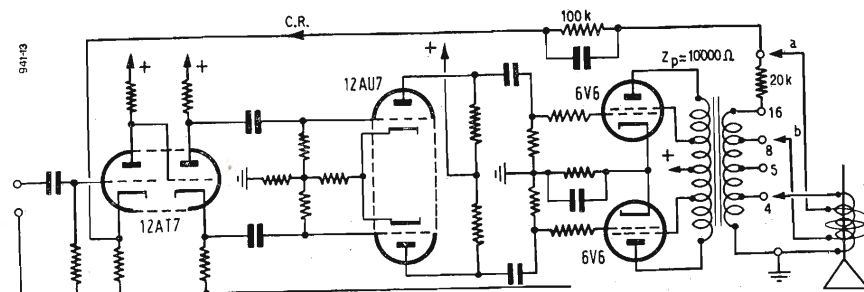
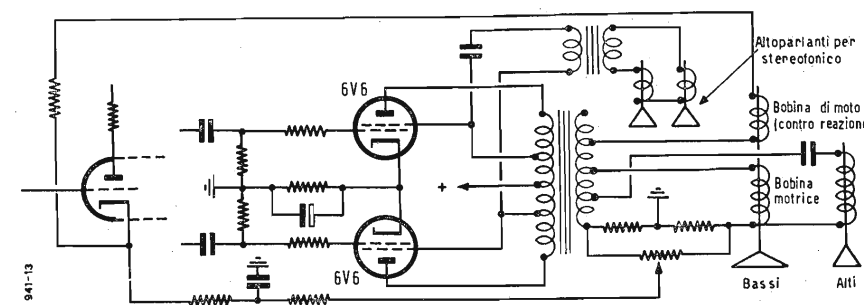
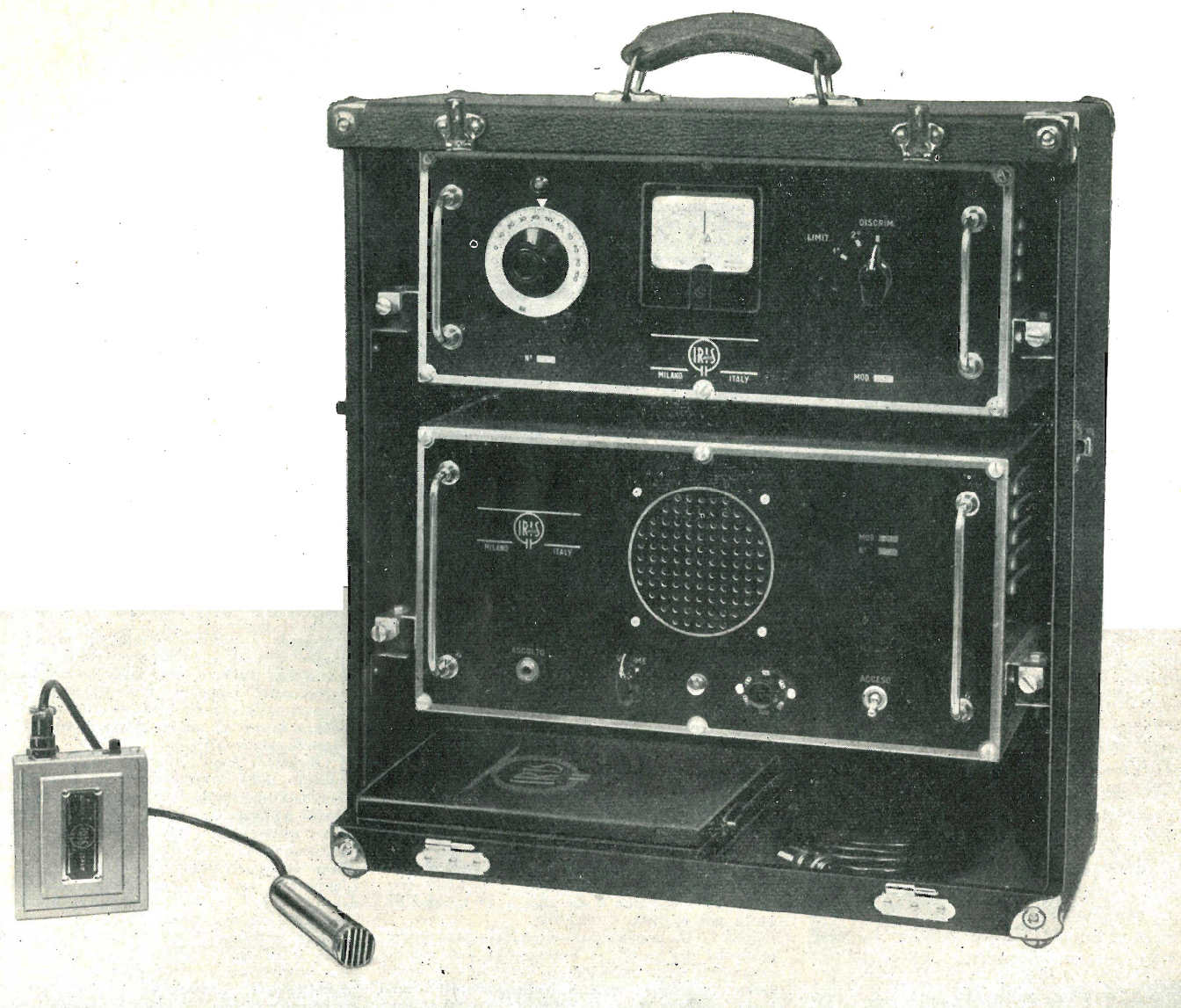
Esperimenti a temperature più alte possono essere condotti mantenendo la soluzione calda in un secondo recipiente e trasmettendo l'energia ultrasonora attraverso un bagno d'acqua. con serpentine di raffreddamento . (*u. b.*)

Entra in funzione l'« Hilac »

La Commissione americana per l'Energia Atomica (AEC) ha annunciato che è entrata recentemente in funzione presso l'Università della California una nuova macchina atomica destinata a ricerche sugli elementi e sugli isotopi transuranici.

La macchina che è denominata « Hilac » è in grado di accelerare dei nuclei di azoto sino all'energia di 140 milioni di elettroni-volt. Essa consta essenzialmente di un acceleratore lineare di particelle appositamente ideato dai tecnici dell'Università della California e dell'Università Yale per approfondire le ricerche sugli elementi oltre il mendelevio (elemento 101), il più pesante sinora scoperto.

Come è noto, gli elementi sinora conosciuti oltre l'uranio (elemento 92), o elementi transuranici, sono stati prodotti per via sintetica mediante trasmutazione dei nuclei degli atomi di uranio in atomi più pesanti.

Il nuovo acceleratore, del quale si sta approntando un duplicato presso l'Università Yale, sarà impiegato anche per studiare gli effetti di particelle analoghe a quelle che si trovano nelle radiazioni cosmiche all'esterno dell'atmosfera terrestre. (*u.s.*)

UN ORIGINALE APPARATO ITALIANO

IL TELEMICROFONO*

LA RIPRESA DIRETTA della colonna sonora di un film richiede il superamento di tutta una serie di difficoltà di ordine pratico che vanno dalla linearità della risposta, particolarmente importante per canto il e l'orchestra, alla sensibilità del microfono che va dislocato nel modo più opportuno nella scena in modo che, naturalmente, esso sia invisibile agli spettatori.

Questi problemi si presentano spesso anche per i teatri di prosa ed in modo particolare per quelli di rivista. La sempre più difficile acustica degli ambienti teatrali spesso di notevole vastità e l'esigenza di soccorrere la capacità canora di alcuni attori impone l'adozione di un microfono di ottima linearità, di fortissima sensibilità e di peso ed ingombro ridottissimi sì da permettere che venga nascosto con facilità sotto le vesti di chi lo impiega.

Va da sè che di cavo di collegamento non è neppure il caso di parlarne. Il collegamento va effettuato via radio e naturalmente con un elevato rapporto segnale-disturbo. Non è quindi improprio parlare di un «Telemicrofono».

In acustica questo criterio è abbastanza diffuso. Si fa uso da tempo di giradischi con braccio munito di testina speciale che modula di frequenza un piccolo oscillatore così che diviene possibile trasmettere direttamente al ricevitore FM disposto nel punto più conveniente della stanza il segnale prodotto dal rivelatore fonografico.

Nel caso del telemicrofono però le esigenze come si è detto sono molto più spinte, in particolare si fa sentire l'esigenza di un fattore determinante di tutti i criteri costruttivi: la sicurezza della continuità di funzionamento.

Non è quindi esagerato considerare questo strumento come un vero e proprio apparato professionale di alta qualità.

Pensiamo anche per questo motivo di fare cosa gradita ai lettori di questa Rivista col descriverne minutamente le caratteristiche e lo schema elettrico che pubblichiamo per intiero per gentile concessione della casa costruttrice italiana. Tanto più che si tratta di una realizzazione che ha ottenuto un notevole successo presso tutte indistintamente le compagnie di rivista italiana e molti studi di regia cinematografica. Il circuito poi potrà agevolmente servire di guida nel caso in cui qualche appassionato voglia costruirsi un sintonizzatore FM da collegare all'amplificatore di alta fedeltà.

(*) Il «telemike» è realizzato dalla Iris-Radio, di Milano.

1. - CARATTERISTICHE DELL'APPARATO.

1.1. - Telemike:

Alimentazione: da 1,1 a 1,5 V 0,1 A; da 35 a 60 V 0,01 A.

Tubi: 2 × CK 5672.

Dimensioni: 25 mm × 130 mm.

Peso: 130 grammi.

Cavi: di antenna permanentemente attaccato; di alimentazione congiunto con un connettore a contatti multipli alla scatola porta-batterie.

Frequenza: 51,5 MHz.

1.2. - Scatola porta-batterie:

Pile a secco: 2 pile «torcia piccola» da 1,5 V tipo A; 2 pile da 30 V tipo B.

Durata delle pile: da 2 a 4 ore per scarica semicontinuativa.

1.3. - Ricemike:

Sensibilità: 4 μV per 30 dB di attenuazione di fruscio.

Iª MF: 10,7 MHz.

IIª MF: 1,7 MHz.

Uscita BF: 0,5 V su 500 ohm.

Gamma di accordo: da 49,5 MHz a 53,5 MHz.

Silenziatore: sblocca a 3 μV.

Tubi: 2 × 6AK5; 2 × 12AT7; 1 × 6AB4; 3 × 6CB6; 1 × 6BE6; 1 × 6AL5; 1 × 12AU7.

Antenna: Dipolo a mezz'onda collegato con 30 metri di cavo coassiale a 70 ohm.

1.4. - Monitore:

Alimentatore: ingresso da rete universale 50 Hz uscite: 220 V - 80 mA - corrente continua; 6 V - 3 A corrente continua.

Tubi amplificatore: 1 × 12AT7; 1 × 6AQ5.

1.5. - Linearità di risposta del complesso:

± 3 dB tra 40 e 11.000 Hz.

1.6. - Sensibilità del complesso:

Circa 0,5 V di tensione di uscita di bassa frequenza per pressione acustica di 10 μB pari a 94 pF a 1000 Hz cui corrispondono circa 4,5 kHz di deriva di frequenza.

La fig. 2 fornisce il circuito a blocchi dell'apparato. Come si vede l'alimentatore comprende pure un piccolo amplificatore di bassa frequenza che inserito a piacere con apposito comando permette, se il caso, di seguire e controllare la trasmissione dal telemicrofono regolando il volume al valore più conveniente.

Il ricevitore del tipo a modulazione di frequenza è composto da uno stadio di alta frequenza, uno mescolatore alimentato da un oscillatore a frequenza variabile che determina la sintonia, ed una catena di stadi di media frequenza a 10,7 ed 1,7 MHz (seconda conversione con cristallo a 9 MHz) seguiti da un limitatore dal discriminatore e dallo stadio di uscita di bassa frequenza. L'apparato è munito di un controllo automatico di volume CAV e di un controllo automatico di frequenza (CAF).

Il Telemicrofono è invece costituito da due soli stadi in alta frequenza. Un oscillatore a circa 25 MHz seguito da un duplicatore e stadio finale separatore sintonizzato sui 50 MHz. L'alimentazione a batterie è racchiusa in una custodia a parte collegata al telemicrofono con apposito cavo terminato in spina multipla. La deviazione di frequenza è provocata da un microfono a condensatore di particolare fattura (coperta da brevetto), disposto ai capi del circuito di sintonia del primo stadio oscillatore.

2. - I CRITERI DI PROGETTO E LO SCHEMA ELETTRICO DEL CIRCUITO.

Il telemicrofono che qui descriviamo è in pratica molto più lineare come risposta (± 3 dB, 40 ÷ 11.000 Hz) di molti microfoni di qualità del commercio. Questo brillante risultato è dovuto in massima parte ai criteri di progetto opportunamente scelti e combinati tra loro in giusta proporzione. Si è impiegata la modulazione di frequenza come la più atta a permettere un buon rapporto segnale disturbo ed una buona linearità di risposta. La frequenza di lavoro (~ 50 MHz) è stata scelta come la più opportuna per ottenere con giusto compromesso una discreta deviazione di frequenza (± 4 kHz) ed una buona resa da parte dei tubi subminiatura dell'apparato emittente, oltre che una buona amplificazione nei circuiti di ingresso del ricevitore.

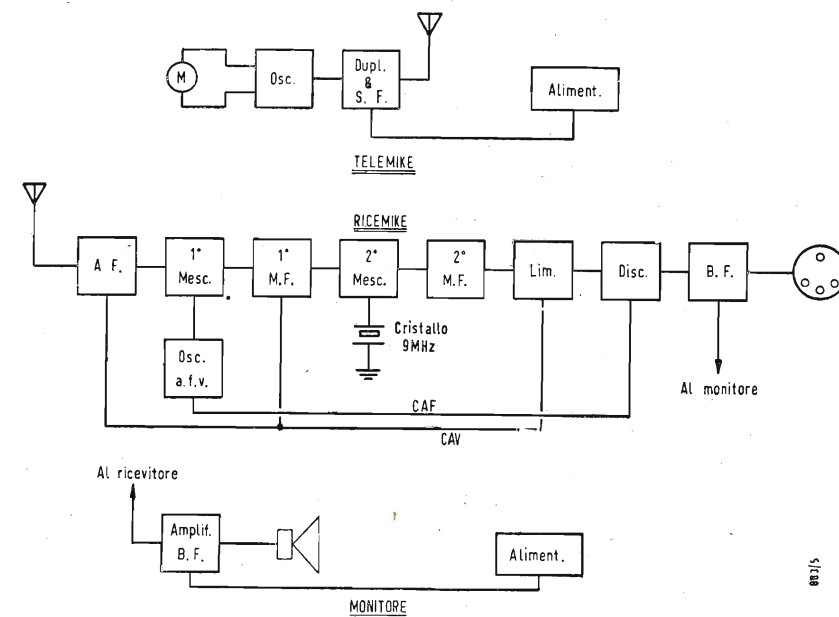



Fig. 2 - Circuiti a blocchi del «telemike», del «ricemike» e del monitore.

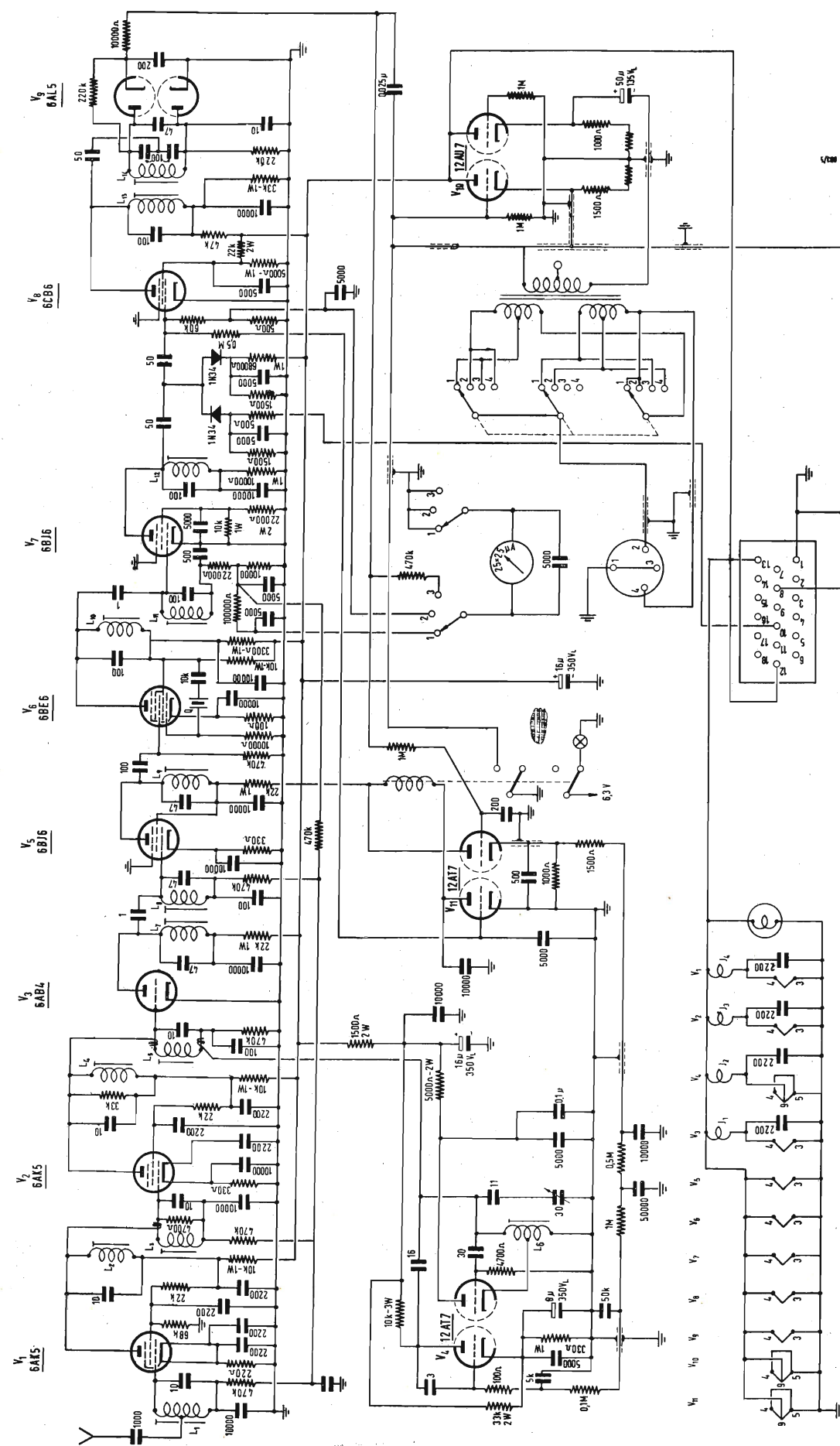



Fig. 3 - Circuito elettrico del « ricemike ».

La doppia conversione di frequenza ha aumentato la stabilità dei circuiti. Una deviazione di frequenza relativamente modesta come quella adottata ha d'altra parte permesso di ottenere stadi di forte amplificazione e rumore di fondo relativamente basso. La forte amplificazione ha a sua volta consentito una buona limitazione del segnale con conseguente indipendenza da qualsiasi forma di disturbo.

Il rivelatore adottato, tipo Foster-Seeley, è senza dubbio il più adatto per la bassa distorsione che esso comporta come pure lo stadio finale di uscita di catodo in controfase con scelta delle impedenze di uscita più opportune. Soluzione quest'ultima veramente elegante alla quale è indubbiamente legata la forte linearità di risposta del complesso. Naturalmente in un ricevitore come questo allo scopo di evitare ogni possibile distorsione da parte del discriminatore, esiste un CAF (Comando Automatico di Frequenza) che con la tensione continua di rivelazione ricavata dal discriminatore mantiene in passo l'oscillatore relativo alla prima conversione.

La seconda conversione è realizzata con un cristallo a 9 MHz. Il CAV (Comando automatico di volume) comanda con un relè l'inclusione della bassa frequenza ed un segnale ottico (spia rossa). Uno strumento da 50 μA permette di leggere i valori della tensione di griglia dei due tubi limitatori e dell'uscita in c.c. del discriminatore.

Il CAV è molto opportunamente applicato alle prime valvole di alta e di media frequenza.

Questi i criteri di funzionamento. Vediamo ora il circuito nei dettagli più significativi.

Cominciamo dal ricevitore. Come si vede (fig. 3) tutti i comandi di sintonia ad esclusione del primo oscillatore sono a variazione di induttanza con nucleo in poliferro. Si fa uso per lo più di due circuiti di sintonia parallelo, in placca della valvola amplificatrice ed in griglia della seguente, accoppiuti con una ridottissima capacità, (qualche pF). Ciò allo scopo di ottenere una banda di ricezione stretta ed a fianchi molto ripidi. Salvo in un caso i circuiti risonanti vengono caricati con una resistenza.

Una 12AT7 con un triodo genera il segnale per la prima conversione di frequenza mentre il secondo triodo funzionando da tubo a reattanza provvede a correggere la deriva termica dell'oscillatore e gli spostamenti di frequenza dell'oscillatore del telemicrofono. Si è fatto uso di un triodo per la prima conversione di frequenza in modo da ottenere un basso rumore di fondo anche con scarsa amplificazione di conversione. Dato che deve lavorare in tratto curvo i caratteristica la 6AB4 funziona senza polarizzazione catodica. Una resistenza da 22 kΩ limita la corrente anodica. Allo stadio di media frequenza a 10,7 MHz segue il secondo stadio di conversione che con un cristallo da 9 MHz porta la media frequenza a 1,7 MHz.

Dopo la conversione il segnale passa ad un primo limitatore (polarizzazione di catodo zero, tutto il negativo ricavato per falla di griglia, bassa tensione di griglia schermo ottenuta tramite un partitore 220 kΩ - 10 kΩ). Dalla placca del primo limitatore si passa ad un secondo composto da due diodi tipo 1N34 convenientemente polarizzati che tagliano decisamente sia le semionde positive che quelle negative.

Segue un terzo limitatore con circuito analogo a quello di V7 che alimenta il discriminatore tipo Foster-Seeley. Come si vede si tratta di un circuito con due soli stadi di media frequenza (uno a 10,7 MHz ed uno a 1,7 MHz) e con invece ben tre circuiti di limitazione. La cosa non è per nulla fuori dell'ordinario se si pensa che i circuiti di media sono a banda passante relativamente ristretta e per conseguenza ad elevato guadagno mentre il fatto stesso che l'apparato sia di alta qualità e di costruzione tipicamente professionale giustifica senza altro tutte le difese che vengono prese contro ogni forma di disturbo. Vale la pena di ricordare in proposito che l'apparecchiatura è in funzione in mezzo a tutti i disturbi di natura elettrica derivati da una moderna attrezzatura da palcoscenico (luci, motori, amplificatori e dispositivi vari). Anche per questo motivo di solito l'antenna ricevente (dipolo collegato con linea al ricevitore) viene disposta con polarizzazione orizzontale proprio perchè i disturbi di natura elettrica sono di solito polarizzati verticalmente.

Il fatto che vi siano pochi stadi di media frequenza e che quei pochi siano a larga banda riduce al minimo il rumore di fondo. Esso viene ulteriormente ridotto dall'energico controllo automatico di volume (CAV) ricavato dal circuito di falla di griglia del primo limitatore previo opportuno filtraggio. Il CAV agisce in due primi stadi di alta frequenza e sul primo di media a 10,7 MHz.

Dal discriminatore, troppo noto perchè ci si soffermi a considerarne lo schema, oltre alla tensione di bassa frequenza si può ricavare anche una tensione continua dovuta agli spostamenti di frequenza sia degli oscillatori di conversione che del telemicrofono.

L'uscita in continua di valore negativo o positivo viene trasformata in tensione solo positiva di valore variabile con l'ausilio di un triodo di una 12AT7 (V11). La polarizzazione del

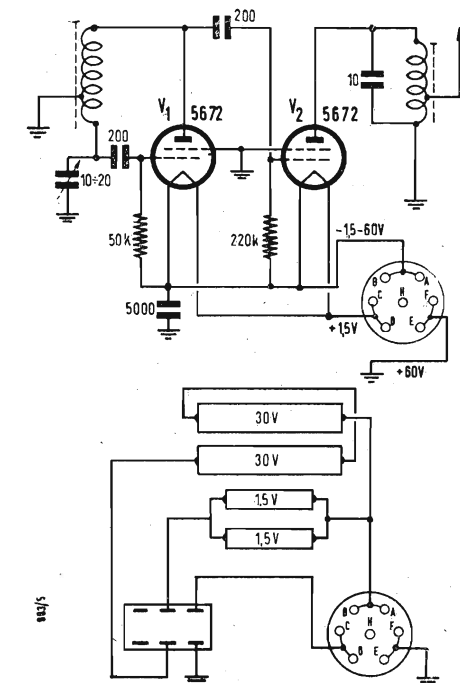



Fig. 4 - Circuito elettrico del « telemike ».

discriminatore filtrata convenientemente viene infatti applicata alla griglia controllo e dal catodo si preleva una tensione di comando per il circuito del tubo a reattanza.

In questo modo viene garantito l'allacciamento di frequenza anche nel caso di notevole deriva termica ed il perfetto funzionamento del discriminatore con l'eliminazione di ogni distorsione.

L'altra sezione triodo della V11 viene invece utilizzata per il comando di un microrelè che ha il compito di segnalare l'entrata in funzione del telemicrofono mediante accensione di una spia rossa e di consentire l'uscita della bassa frequenza.

Nel caso che per qualche motivo il telemicrofono andasse fuori servizio mancando il segnale, la mancanza di un negativo base da V8 fa scorrere corrente nel tubo e provoca l'attrazione del relè che con un suo contatto mette a massa il collegamento che porta il segnale di bassa frequenza allo stadio finale.

È così evitato ogni pericolo che in assenza di segnale il fruscio di fondo ed i disturbi, che non vengono limitati dal ricevitore, vengano diffusi attraverso il normale impianto di amplificazione dello spettacolo al pubblico che affolla il teatrà.

La tensione di falla di griglia è l'indice più sicuro della entità del segnale in arrivo e per questo motivo è pre-

notiziario industriale

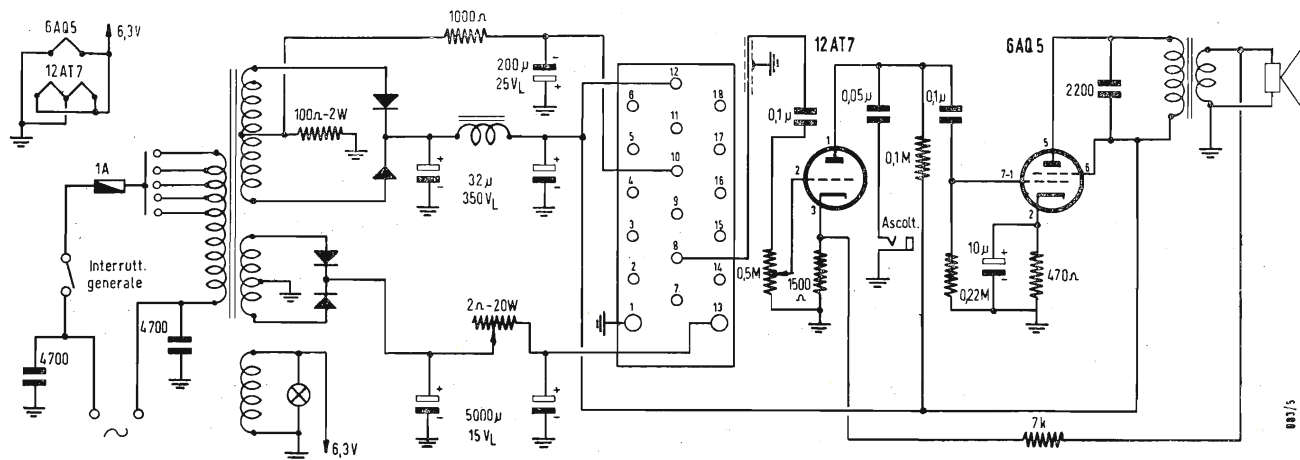



Fig. 5 - Circuito elettrico dell'alimentatore.

disposto uno strumento da 25 + 25 μA con zero centrale che funziona come voltmetro di controllo del campo e della corretta sintonia (tensione zero) del discriminatore.

Merita qualche considerazione (e molte lodi tra l'altro) lo stadio finale di bassa frequenza. Si trattava di trasferire su bassa impedenza in circuito bilanciato per l'alimentazione del cavo schermato di collegamento, il segnale di bassa frequenza senza alterare la linearità del sistema e senza introdurre assolutamente distorsione.

Il bilanciamento e l'adattamento di impedenza del segnale richiedeva l'inserzione di un trasformatore con i noti inconvenienti per la banda passante. Il problema è stato aggirato riducendo a qualche centinaio di ohm l'impedenza di trasferimento tramite un amplificatore catodico. In tal modo il segnale perviene alla griglia di un triodo e dal catodo di ques'ultimo viene trasferito (tramite l'avvolgimento del primario del trasformatore) al secondo catodo con opportuna inversione di fase sì da pilotare il secondo triodo che si comporta esso pure come un amplificatore di catodo ma con griglia a massa.

Si ha così un trasferimento catodico che, come noto, dà luogo al massimo di controreazione e quindi praticamente senza introduzione di distorsione. Il trasformatore è accoppiato con un condensatore elettrolitico di elevatissima capacità in modo che esso viene previsto con nucleo senza traferro e quindi di dimensioni ridotte e per conseguenza con maggior rendimento e con migliori caratteristiche di trasferimento di impedenza. Un commutatore permette di scegliere l'impedenza di lavoro più opportuna. Altro particolare interessante: tutti i filamenti delle valvole sono alimentati in c.c. per non avere della modulazione di frequenza specie nei primi stadi in alta frequenza. Queste ultime sono anche isolate dal circuito comune di filamento a 6,3 V con delle piccole impedenze a radio frequenza.

L'alimentatore monitore (fig. 5) è presto descritto. Allo scopo di aumentare la sicurezza di funzionamento si è fatto uso di elementi raddrizzatori al selenio sia per l'alta tensione di alimentazione (250 V) che per la bassa tensione di filamento, regolabile con un reostato da 2 Ω e 20 W di dissipazione massima. Il ritorno anodico verso massa dell'alta tensione dà luogo ai capi di una resistenza da 100 Ω ad una tensione negativa che, convenientemente filtrata, (resistenza da 1.000 Ω e condensatore da 200 μF 25 V). Viene inviata a polarizzare una dei diodi del secondo limitatore del ricevitore. Sullo stesso chassis dell'alimentatore è montato pure un monitore composto da due semplici stadi preamplificatori e finale di bassa frequenza, energicamente controreazionati. Regolando il volume col potenziometro da 0,5 MΩ è così possibile controllare la qualità ed il volume della banda fonica trasmessa dal telemicrofono.

Il telemicrofono vero e proprio (vedi fig. 6) è semplicissimo come schema ma di delicatissima realizzazione specie per ciò che riguarda il cuore dell'apparecchiatura: il microfono a condensatore derivato verso massa dalla griglia controllo del primo triodo oscillatore.

L'emissione viene infatti modulata di frequenza tramite le variazioni di capacità del microfono che, di costruzione speciale appositamente brevettata, è sensibilissimo alle variazioni di pressione sonora. Il circuito dell'oscillatore è del tipo Colpitts regolato in modo da non provocare una eccessiva eccitazione di griglia nella prima valvola tipo subminiatura 5672. La seconda valvola essa pure subminiatura 5672 funziona da duplicatrice separatrice evitando che le variazioni di capacità verso massa dell'antenna provochino degli inaccettabili scarti di frequenza.

Fig. 6 - Aspetto del telemicrofono.

Il circuito di placca viene collegato a massa per comodità di costruzione e per semplicità di schema. In questo modo infatti tutti i disaccoppiamenti si riducono al condensatore a 5.000 pF che chiude il circuito di filamento per l'alta frequenza.

Come abbiamo già detto la frequenza di lavoro si aggira sui 25 MHz per l'oscillatore e sui 50 MHz per il duplicatore.

L'alimentazione è prevista a parte e collegata mediante cavetto al telemicrofono.

La scatoletta delle batterie che per le sue dimensioni può venire con tutta facilità riposta in una tasca interna dell'abito porta un interruttore con cui l'apparato può venire posto fuori servizio per disinserzione delle batterie. L'antenna dell'apparato è costituita da un semplice tratto di filo flessibile isolato di circa 80 cm di lunghezza che può venire lasciato cadere semplicemente lungo l'abito od infilato in una manica.

Il telemicrofono può venire celato con facilità sotto la cravatta o nel taschino della giacca del cantante dato che le dimensioni sono quelle di un cilindretto di 25 mm di diametro per 130 di lunghezza con circa 130 grammi di peso.

3. - NORME PER L'IMPIEGO E LA MANUTENZIONE.

L'apparecchiatura viene consegnata completa di accessori in apposita valigia. Generalmente vengono forniti due telemicrofoni per un eventuale rapido ricambio e per operazioni di scena.

Il ricevitore viene disposto nella posizione più conveniente generalmente nelle vicinanze del complesso di amplificazione di potenza della sala. Dal ricevitore parte la linea di collegamento di tipo coassiale che va a collegarsi con un dipolo accordato sulla frequenza di lavoro.

Data la piccola potenza emessa dal telemicrofono è bene che tra le due antenne trasmittente e ricevente in luoghi chiusi non siano interposti più di 50 ÷ 70 metri di distanza.

In linea di massima conviene sempre che l'antenna si trovi in posizione verticale e posta in alto. Qualora però in questa posizione si riscontrassero interferenze o disturbi apprezzabili è buona norma collocare l'antenna in posizione orizzontale anzichè verticale; parallela al terreno o pavimento e a circa 30 cm da esso. L'uscita del ricevitore non può venire variata. Per la regolazione occorre agire sui comandi dell'amplificatore previsto per il servizio di diffusione acustica in sala. Ci si collega al bocchettone di uscita posto sul retro dell'apparato scegliendo l'impedenza di uscita più adatta con l'apposito commutatore. L'uscita è bilanciata verso massa e viene di solito collegata con cordone schermato doppio con calza a massa.

Ciò fatto si inserisce l'alimentazione del ricevitore e si attende per circa un minuto. Si accenderà la spia verde disposta sul pannello del monitore. La spia verrà disposta sopra alla manopola, di sintonia del ricevitore e resterà accesa per qualche istante.

Si unisce in seguito il telemicrofono con l'apposito cavetto alla scatola di custodia delle batterie innestando il piccolo spinotto e bloccandolo con un apposito fermaglio. La scatola portabatterie reca un piccolo interruttore a scatto che inserisce le batterie di pile e pone in funzione il complesso quando commutandolo viene reso visibile un puntino rosso. Posto in funzione il telemicrofono si regola la sintonia del ricevitore mediante la manopola graduata di sintonia sino a che la spina rossa non si accende. A questo punto occorre ritoccare ancora un poco la sintonia manovrando dolcemente la manopola sino ad ottenere indicazione di zero (segno rosso) sullo strumento di cui è dotato il ricevitore quando il relativo commutatore è posto su « Rice ».

Con il commutatore in posizione « Limit 2° » si dovrà avere una indicazione verso destra di 15-20 unità. Tale deviazione si deve mantenere anche quando il trasmettitore è posto ad una certa distanza dal ricevitore (30 ÷ 50) metri. Quando il commutatore è invece in funzione « Limit 1° » l'indicazione varierà da un minimo di zero ad un massimo di 20 a seconda della distanza del telemicrofono. L'apparato deve venire periodicamente revisionato e le batterie del telemicrofono sostituite quando le batterie per il filamento da 1,5 V scendendo sotto carico di 1,1, V e le batterie anodiche da 60 V a 35 V.

La sostituzione dei tubi (normalmente necessaria dopo 2000 ore) non richiede correzioni all'allineamento del ricevitore. *(dott. ing. Franco Simonini)*

Filamenti sviluppati sulla superficie di metalli sottoposti a radiazioni atomiche

La sezione ricerche dei Bell Laboratories ha annunciato i primi risultati di alcune esperienze condotte presso il Laboratorio Nazionale Brookhaven della Commissione americana per l'Energia Atomica con l'impiego di un reattore nucleare.

I ricercatori, dopo aver « coltivato » nei laboratori della Bell alcuni filamenti cristallini di germanio e di silicio (materiali ampiamente usati negli apparati elettronici moderni), li introdussero per circa un mese nel reattore di Brookhaven. Ad un anno di distanza dall'irradiazione, i campioni irradiati risultarono coperti di molti altri filamenti sviluppati dalle radiazioni nucleari, del tutto identici a quelli che si determinano col tempo nei metalli adoperati nella telefonia e nell'elettronica.

Gli esperti non si sono ancora pronunciati sul fenomeno dello sviluppo dei filamenti per effetto delle radiazioni.

Come è noto, cinque anni or sono gli scienziati addetti ai Laboratori della Bell Telephone Company scoprirono sulle superfici dei metalli impiegati nelle attrezzature radio-telefoniche alcuni filamenti che determinavano in alcuni casi dei falsi contatti in apparati particolarmente delicati. L'osservazione di questi « baffi » fu effettuata con l'ausilio del microscopio elettronico, date le loro dimensioni estremamente piccole.

Per ovviare a questo inconveniente, che è quanto mai pronunciato sui rivestimenti di zinco, stagno e cadmio adoperati nella placcatura delle parti degli apparecchi telefonici, gli scienziati della Bell hanno raccomandato negli ultimi tempi l'uso di rivestimenti in speciali metalli tra cui l'oro, specialmente nei ripetitori dei cavi telefonici transatlantici e nell'intelaiatura metallica dei transistori.

Le ricerche proseguono per individuare la natura dei filamenti, la cui robustezza supera tra l'altro quella dei materiali da cui proliferano. *(u. s.)*

L'automazione collegata all'identificazione ultrasonora di difetti di produzione

Tecnici di sette paesi di Europa stanno visitando questo mese la Gran Bretagna per studiare l'applicazione dell'automazione alle ispezioni ultrasonore, come è stata sviluppata da una ditta britannica.

La ditta, la quale ritiene che il sistema da essa ideato, denominato « Autosonics », presenti diversi vantaggi rispetto ad altri sistemi in uso è ora pronta a far conoscere ovunque il processo;già delle acciaierie, dei cantieri navali e degli stabilimenti dell'industria meccanica di altri paesi hanno mostrato il loro vivo interesse.

L'« Autosonics » è una combinazione di meccanica e di scienza elettronica. La tecnica in questione, che ricorda quella del radar, consiste nello studiare il materiale in esame con una speciale sonda, che trasmette entro il materiale stesso dei suoni sotto forma di sequenza di pulsazioni elettriche; queste pulsazioni, a loro volta, vengono riflesse dalla faccia opposta e ricevute dalla sonda. Tale sequenza appare su di un tubo a raggio catodico e può essere registrata elettricamente o su carta.

Il materiale viene studiato automaticamente a velocità incomparabilmente superiori a quelle degli altri processi; la rapidità è anche uguale, o superiore, a quella della stessa produzione. La ditta dichiara che i risultati sono quanto mai accurati.

Un vantaggio non trascurabile del sistema è rappresentato dal fatto che chi lo usa non è soggetto alla stanchezza causata dalle ispezioni ultrasonore effettuate manualmente.

Vengono fornite, come si è detto, delle registrazioni in forma permanente, per futuri riferimenti e analisi.

Alla luce dell'interesse destato dal nuovo sistema, la ditta ritiene che la relativa attrezzatura sarà quanto mai richiesta sui vari mercati.

I visitatori di questo mese comprendono tecnici belgi, francesi, italiani, olandesi, svedesi e tedeschi. *(u. b.)*

Circuiti Elementari a Transistori per Amatore

Durante la stag one estiva i radioamatori pensano anche agli apparecchi portatili. Oggi sono disponibili sul mercato i transistori e i componenti miniaturizzati. Ecco qui una selezione di semplici circuiti, che potranno fornire qualche idea per la costruzione dilettantistica di un radioricevitore, o di una valigetta fonografica, o magari di una coppia di "talkie-walkie".

dott. ing. Gustavo Kuhn

1. - GENERALITÀ.

PER CHI FINORA si è cimentato solo con i tubi elettronici, diremo che, solo in prima approssimazione, un transistore può essere paragonato ad un triodo. Esso è cioè in grado di funzionare quale amplificatore, quale oscillatore, rivelatore, ecc. La base corrisponde alla griglia controllo, l'emettitore al catodo ed il collettore all'anodo. (Fig. 1).

Così, ad esempio, quando il transistore funziona come amplificatore, esso può, a somiglianza con i circuiti che impiegano tubi elettronici, essere collegato in tre modi differenti.

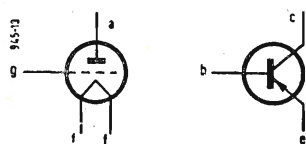



Fig. 1 - Schema rappresentativo di un triodo e di un transistore.

Se l'elettrodo a potenziale di massa agli effetti del segnale è l'emettitore, abbiamo il collegamento classico corrispondente al triodo con segnale entrante in griglia e carico nel circuito anodico. In questo caso si ha per un dato transistore la massima amplificazione di corrente.

Collettore alla massa, corrisponde alla connessione ad inseguitore catodico (cathode-follower).

Base alla massa, con segnale entrante sull'emettitore, corrisponde alla connessione con griglia a massa (grounded-grid).

Occorre tenere presente, a parte le polarità, che dipendono dalla formazione p - n - p ovvero n - p - n del transistore, che le tensioni in gioco sono sempre molto inferiori a quelle generalmente richieste dai tubi elettronici, mentre le correnti sono generalmente abbastanza elevate. Si avranno cioè impedenze sia di entrata che di uscita notevolmente più basse che nel caso dei tubi elettronici.

Tali impedenze sono generalmente indicate sui fogli delle caratteristiche dei transistori.

Tensioni di polarizzazione nei circuiti a transistori sono quasi mai ottenute (come si può fare per i tubi elettronici) per caduta in una resistenza, ma piuttosto a mezzo di due resistenze collegate come divisore.

Ciò per la sensibile variazione delle caratteristiche in funzione della temperatura. A questo proposito rimandiamo il lettore ad una breve trattazione apparsa su «*l'antenna*», novembre 1956, XXVII, 11.

La frequenza massima alla quale un transistore può ancora amplificare ovvero oscillare è pure limitata in confronto a quelle dei tubi elettronici. Tipi speciali di transistori sono stati studiati per le frequenze elevate: ad esempio il tipo OC 45 per l'amplificazione in media frequenza, ed il tipo OC 44 per amplificazione o conversione in alta frequenza.

Entrambi sono costruiti dalla Valvo e dalla Philips. Della Telefunken esiste il tipo OC 612.

Segue ora la descrizione di alcuni circuiti a transistori, montati e provati con animo da dilettante e dedicati ai dilettanti.

A quelli di questa serie ne seguiranno certamente altri a mano a mano che la porzione di dilettante di chi scrive troverà modo di affermarsi.

2. - RICEVITORI.

La fig. 2 illustra il più semplice ricevitore. Esso è composto da uno stadio rivelatore con cristallo e da uno stadio a bassa frequenza. L'ascolto è effettuato in cuffia, e la sola sorgente di alimentazione è costituita da una piletta a 3 V. La corrente richiesta è dell'ordine del milliampere, e la durata risulta quindi di parecchie centinaia di ore anche con i piccoli elementi con capacità di frazioni di amperora.

Fig. 2 - Semplice ricevitore con diodo e transistore. L_1 = nucleo in ferrite 6×110, 3 pezzi bobinati assieme, con filo di rame smaltato ∅ 1 mm. 70 spire totali, con presa alla 10ª e 30ª spira del lato massa (Induttanza totale ca 240 μH).

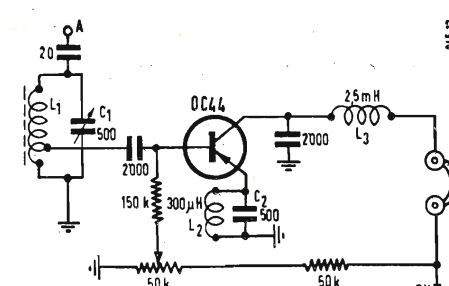
Fig. 3 - Ricevitore a super-reazione. $L_1 - L_2$ = nucleo ferrite 10×110; L_1 = 17 spire rame ∅ 0,35 mm avvolte ad una estremità su L_2 = 60 spire filo, come L_1.

In questo circuito, come pure in quelli che seguono, il circuito oscillante è previsto per l'accordo nella gamma delle onde medie. La bobina è generalmente avvolta su un nucleo di ferrite, con rapporto molto grande fra lunghezza e diametro (10 : 1 ÷ 20 : 1). Il comportamento di bobine di questo tipo è molto simile a quello di piccole antenne a telaio: esse presentano cioè una spiccata direzionalità, se usate senza connessione di antenna, pur essendo meno influenzabili per effetto capacitivo, per esempio per la vicinanza della mano.

Tuttavia una o due connessioni per l'antenna come in fig. 2 sono sempre previste, in modo da adattare l'apparecchio a qualunque antenna, con enorme miglioramento della ricezione.

Un notevole passo avanti si fa con il circuito di fig. 3, che rappresenta un ricevitore a superreazione. Esso può naturalmente essere seguito da un amplificatore a uno o più stadi, del tipo descritto nella sezione 3, al fine di effettuare l'ascolto in altoparlante.

Il solo stadio rivelatore permette già un buon ascolto in cuffia con segnali in arrivo dell'ordine di 200 ÷ 500 μV/m. Il transistore impiegato deve naturalmente essere del tipo per alta frequenza, benchè nelle onde medie si sia riscontrato che potevano funzionare anche dei transistori per bassa frequenza, non tutti però ugualmente bene, pur essendo a volte dello stesso tipo.

Un transistore per alta frequenza, che è stato adottato in quasi tutti questi circuiti, è il tipo Philips OC 44. Le sue caratteristiche sono riportate in appendice. Alcuni esemplari permettevano con il circuito di fig. 3 la ricezione con buona performanza a frequenze intorno a 15 MHz.

Per il circuito di fig. 3 sono necessarie due pile di alimentazione, l'una a 1,5 V e l'altra a 6 V. Ovvero si collegano in serie 5 elementi a 1,5 V del tipo per lampada da borsetta, e si effettua una presa intermedia.

Il potenziometro P_1 regola la frequenza ultraudibile d'interruzione, determinata essenzialmente dal prodotto RC, mentre il potenziometro P_2 permette di regolare la corrente di collettore al valore che assicura la massima sensibilità. Il circuito oscillante è calcolato per la gamma che si desidera ricevere. I dati sullo schema si riferiscono alle onde medie.

In fig. 4 è riportato lo schema di un ricevitore a reazione. Il funzionamento è molto stabile, ed il modo di operazione molto simile a quello di un analogo circuito a valvola.

Benchè anche impiegando transistori sia sempre bene effettuare i collegamenti più corti possibili, si noterà come la criticità nei confronti di oscillazioni indesiderate sia alquanto inferiore che nel caso delle valvole. Questo fatto dipende dalle impedenze in gioco molto minori: capacità ed induttanze parassite giocano pertanto un ruolo molto meno dominante.

L'accoppiamento reattivo nello schema di fig. 4 è assicurato dalla presenza del circuito oscillante L_2 - C_2, inserito sul ritorno a massa dell'emettitore. Questo circuito oscillante è accordato su una frequenza fissa, leggermente inferiore alla frequenza più bassa della gamma che si desidera ricevere. Esso presenta quindi una reattanza induttiva per tutte le frequenze della gamma, e provoca l'innesco delle oscillazioni (alla frequenza determinata da L_1 - C_1) date le reciproche relazioni di fase, purchè la polarizzazione della base sia sufficientemente negativa.

Fig. 4 - Semplice ricevitore a reazione. L_1 = nucleo ferrite 10×110. 60 spire filo rame ∅ 0,35 mm con presa alla 10ª spira dal lato massa.

L'induttanza L_1 è la solita induttanza di accordo, avvolta preferibilmente su un nucleo di ferrite.

L_2 può essere costituita, dato che qui non è richiesto un coefficiente di merito molto elevato, da una bobina di arresto per alta frequenza di circa 300 μH. Il condensatore C_2, nel caso delle onde medie, deve quindi possedere una capacità di circa 500 pF.

L_3 è una bobina di arresto di valore elevato, per impedire a residui di alta frequenza di agire nel circuito di carico.

In fig. 5 è riprodotto lo schema di un ricevitore a reazione, comprendente uno stadio rivelatore e due stadi amplificatori di bassa frequenza. La ricezione è possibile in altoparlante per segnali in arrivo dell'ordine del centinaio di microvolt/metro.

Fig. 5 - Ricevitore a reazione a tre stadi. L = nucleo ferrire 10×110 - 190 μH, 60 spire filo rame ∅ 0,35 mm con presa per la massa alla 10ª spira dal lato base primo transistore; R = cuffia ad altoparlante con impedenza Z = 500 ÷ 2.000 Ω.

L'unica sorgente di alimentazione è una piletta di 3 volt.

L'accoppiamento reattivo è ottenuto a mezzo di una presa sull'induttanza L_1, ed è dosato a mezzo della resistenza variabile da 1.000 ohm. Il potenziometro che regola la polarizzazione di base dello stadio rivelatore può essere del tipo semifisso, e va regolato in modo tale che variando la resistenza da 1.000 Ω si abbia l'innesco delle oscillazioni quando questa è tutta esclusa.

Fig. 6 - Ricevitore reflex. L = nucleo ferrite 6×110 - 3 pezzi bobinati assieme 240 μH; L_1 = 50 spire filo rame ∅ 1 mm; L_2 = 9 spire filo rame ∅ 1 mm; L_3 = 11 spire filo rame ∅ 1 mm; TR_1 = impedenza primaria 10 mH, rapporto 1 : 1; TR_2 = impedenza primaria ottima 3.600 Ω, rapporto 27 : 1 (per impedenza bobina mobile 5 Ω).

Lo stadio rivelatore è accoppiato a resistenza capacità allo stadio che segue, con interposta una cella di filtraggio dell'alta frequenza.

Pure a resistenza capacità è accoppiato lo stadio finale.

Le basi dei due transistori amplificatori sono polarizzate a mezzo di divisori di tensione per assicurare una

sufficiente stabilità al variare della temperatura.

L'impedenza ottima del circuito di uscita dello stadio di potenza è compresa fra 500 e 2.000 ohm, e la corrente di collettore media dell'ordine di 8 milliampere.

Fig. 7 - Amplificatore 50 mW. TR = impedenza ottima primaria 2.000 Ω. La polarità del condensatore di ingresso dipende dal circuito applicato ad esso. Se non esiste una componente continua (microfono, pick-up ecc.) la polarità corretta è quella indicata sullo schema. Se una componente continua è presente, di segno negativo e di valore maggiore della tensione esistente sulla base di OC71 in assenza di segnale, la polarità va invertita.

Un piccolo altoparlante può venir collegato attraverso un opportuno trasformatore di uscita.

La resistenza ohmica primaria non deve superare 200 ohm per non provocare una eccessiva caduta di tensione.

In condizioni di cattivo segnale è naturalmente possibile collegare direttamente nel circuito di uscita una cuffia, purchè la sua resistenza ohmica e la sua impedenza soddisfino ai limiti indicati.

In fig. 6 infine è disegnato lo schema di un altro esperimento: si tratta di un ricevitore reflex, impiegante due transistori ed un diodo al germanio.

Il primo transistore funziona da amplificatore in alta frequenza. Per diminuire lo smorzamento introdotto dalla bassa impedenza di ingresso si fa uso di una leggera reazione positiva, comunque decisamente al disotto del limite di innesco. Con questo si ottiene un maggior guadagno ed una sufficiente selettività.

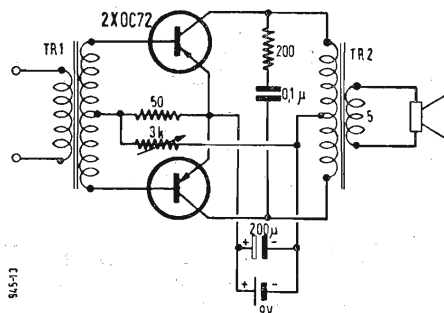



Fig. 8 - Amplificatore 0,5 W. TR_1, TR_2 = vedi testo.

Questo primo stadio è accoppiato al diodo rivelatore attraverso un trasformatore aperiodico per semplificare i problemi di sintonia.

Il trasformatore ha il rapporto di 1 : 1 ed è costituito di due bobine a nido d'ape di 10 mH montate su un piccolo nucleo in ferrite e strettamente accoppiate. L'accoppiamento è ancora aumentato da un condensatore fisso da 100 pF. Il diodo è seguito dal gruppetto si rivelazione, ed il segnale a bassa frequenza è riapplicato alla base del primo transistore che funziona quindi anche da preamplificatore a bassa frequenza. Una resistenza da 4 kΩ è sufficiente per il filtraggio di residui di alta frequenza.

La base è polarizzata con il solito divisore, ma vi è pure un gruppo di polarizzazione automatica nel circuito di emettitore, che è utile per una migliore stabilizzazione del punto di lavoro.

In serie al primario del trasformatore di accoppiamento è posta una resistenza di carico da cui si preleva il segnale a bassa frequenza applicato allo stadio finale.

Anche questo ha la doppia polarizzazione continua, ma quella di base contiene anche un segnale di reazione negativa che migliora notevolmente la fedeltà di riproduzione.

Il circuito è molto meno critico nella messa a punto di un analogo circuito a valvole: ciò sempre in grazia delle basse impedenze di ingresso e di uscita degli stadi, che rendono meno pericolosi i probabili accoppiamenti parassiti.

Anche in questo apparecchio la sorgente di alimentazione è unica e può essere costituita da una piletta con tensione compresa fra 12 e 20 volt.

3. - AMPLIFICATORI.

I ricevitori ad uno stadio precedentemente descritti, ed un giradischi a tre velocità con pick-up piezo-elettrico sono stati anche provati con gli amplificatori che vengono qui descritti.

La fig. 7 riporta lo schema di un amplificatore a due stadi impiegante un transistore OC 71 come preamplificatore ed uno OC 72 come stadio finale di potenza.

Tutti e due gli stadi sono accoppiati a resistenza e capacità. Per queste ultime si usano valori abbastanza elevati, date le piccole impedenze di ingresso che seguono. Si trovano ora piccoli condensatori elettrolitici, costruiti ad esempio dalla SIEMENS, per tensioni di lavoro di 12 volt e tensioni di punta di 15 volt, studiati specialmente per queste applicazioni.

L'amplificatore di fig. 7 è previsto per una potenza di uscita comprese fra 30 e 50 mW in condizioni normali di temperatura ed alimentazione. Con il valore indicato sullo schema di 9 volt, è possibile salire fino a 100 mW senza incorrere in saturazione e senza sorpassare per una temperatura ambiente media i limiti di dissipazione.

Il guadagno totale in potenza dell'amplificatore è di + 56 dB. Il consumo totale, con 9 volt di alimentazione, circa 11 mA allo stato di riposo, e con 6 volt circa 7 mA, sempre allo stato di riposo.

L'impedenza del primario del trasformatore di uscita deve essere compresa fra 500 e 2.000 ohm.

Questo amplificatore può essere completato da un ulteriore stadio di potenza comprendente due transistori OC 72 in push-pull. Lo schema di quest'ultimo stadio è riportato in fig. 8.

Il primario del trasformatore di entrata sarà collegato al posto del primario del trasformatore di uscita nell'amplificatore di fig. 7.

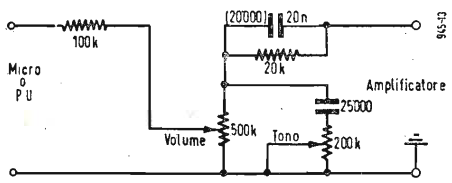



Fig. 9 - Circuito d'ingresso ad alta impedenza.

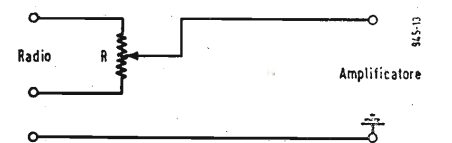



Fig. 10 - Circuito d'ingresso a bassa impedenza.

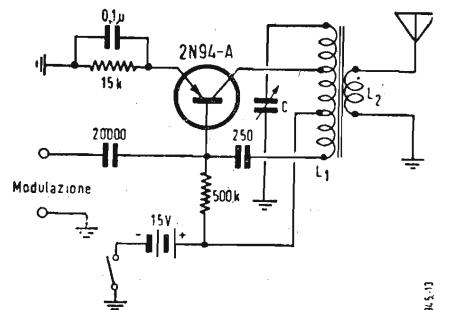



Fig. 11 - Trasmettitore autoalimentato 3,5 MHz C_1 - C_2 = 2×150 pF; L_1 = 44 spire filo rame ∅ 0,35 mm; L_2 = 25 spire filo rame ∅ 0,35 mm su L_1; L_3 = 10 spire filo rame ∅ 0,6 mm, avvolti su rapporto ∅ 32 mm. M = microfono a bobina mobile.

Il guadagno del nuovo stadio finale è di circa + 24 dB, ciò che porta il guadagno di tutto l'amplificatore a circa + 80 dB. La potenza di uscita massima è dell'ordine di 0,5 watt.

La corrente a vuoto assorbita dai due collettori complessivamente si regola a circa 3 mA agendo sulla polarizzazione delle basi a mezzo della resistenza variabile R_1. La corrente totale a vuoto ammonterà pertanto (tenendo conto del circuito di polarizzazione) a circa 5 mA.

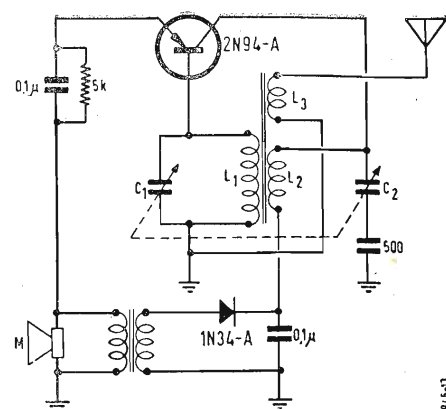



Fig. 12 - Trasmettitore miniaturizzato 3,5 MHz. C = 150 pF; L_1 = nucleo in ferrite 10×60, 30 spire filo rame ∅ 1 mm con presa alla 70ª e alla 20ª spira dal lato condensatore fisso 250 pF; L_2 = 12 spire come L_1 contigue.

Applicando all'ingresso un segnale sinusoidale tale da provocare nella polarizzazione delle basi delle escursioni varianti fra zero ed il doppio della polarizzazione continua in assenza di segnale, si dovrebbe avere una corrente assorbita totale dei collettori di circa 100 mA, con una potenza di uscita di circa 0,5 watt.

Fra i due collettori è inserito un circuito R-C che ha lo scopo di migliorare leggermente la risposta tagliando le frequenze più alte della gamma acustica.

I dati dei due trasformatori TR_1 e TR_2, per l'impiego di un piccolo altoparlante con bobina mobile di 5 ohm, sono i seguenti.

Per entrambi si fa uso di un piccolo nucleo da trasformatore di uscita per valvole-batteria, impacchettando i lamierini in sensi alternati, in modo da non lasciare alcun traferro. Nel primo trasformatore esiste infatti solo una piccola componente continua totale, e nel secondo questa componente è nulla se il circuito è simmetrico.

TR_1: primario: 2.000 spire filo di rame smaltato ∅ 0,15;
secondario: 2 × 750 spire dello stesso filo.

TR_2: primario: 2 × 230 spire filo di rame smaltato ∅0,35;
secondario: 100 spire filo idem ∅ 0,6.

I due avvolgimenti a presa centrale dovranno essere possibilmente interavvolti.

La fig. 9 mostra il circuito regolatore di volume e di tono nel caso che si entri nell'amplificatore con un pick-up piezoelettrico ovvero con un microfono ad alta impedenza.

La fig. 10 è il circuito d'ingresso con regolazione del volume, qualora si impieghi l'amplificatore con uno dei ricevitori descritti.

La resistenza R, un piccolo potenziometro a grafite, con resistenza totale compresa fra 3 e 5 kΩ, diventa la resistenza di carico dello stadio che precede.

4. - TRASMETTITORI.

Chiudiamo questa breve rassegna di circuiti a transistori riportando gli schemi di due minuscoli trasmettitori. Essi sono stati descritti in due numeri differenti di *Electronics* del corrente anno, ma senza alcuna indicazione costruttiva.

È facile immaginare la possibilità di realizzare un ricetrasmettitore portatile, di portata molto limitata, ma anche di piccolissimo ingombro, accoppiando uno di questi trasmettitori con un ricevitore a reazione descritto al paragrafo 2, ed eventualmente ad un amplificatore di bassa frequenza, che in trasmissione funzioni da modulatore.

Il primo di questi trasmettitori (vedi fig. 11) è costituito da un transistore per alta frequenza del tipo 2 N 94-A montato come oscillatore sui 3,5 MHz, e modulato sul collettore. Ciò corrisponderebbe ad un triodo modulato di placca.

La particolarità più interessante del circuito risiede però nel fatto che non esiste alcuna batteria di alimentazione.

Chi infatti fornisce l'alimentazione è un microfono a bobina mobile.

Eccitato dalla parola, esso produce una tensione alternata. Questa viene convenientemente aumentata per mezzo di un trasformatore microfonico, e quindi raddrizzata, con un piccolo diodo al germanio.

La tensione microfonica raddrizzata possiede una componente continua diversa da zero, e contiene ancora tutte le informazioni della modulazione. Essa è quindi in grado di alimentare il transistore oscillatore, e nello stesso tempo di modularlo.

Un condensatore di capacità opportuna inserito dopo il diodo impedisce che il valore istantando della tensione possa discendere a zero, durante la modulazione, provocando il disinnesco dell'oscillatore e quindi distorsioni inaccettabili nel segnale irradiato. È chiaro però che se non si parla davanti al microfono non esiste portante.

L'altro piccolo trasmettitore è riportato in fig. 12, ed impiega un transistore del tipo 2 N 94-A, come il precedente.

Esso viene modulato sulla base; si tratta cioè di una modulazione analoga alla modulazione di griglia di un triodo.

La potenza a radio frequenza che si può ottenere all'uscita è dell'ordine di qualche decina di milliwatt, nella gamma dei 3,5 MHz.

(segue a pag. 335)

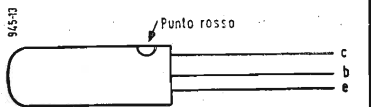
TABELLA I

TIPO EUROPEO			TIPO AMERICANO	
OC 32	OC 601	—	—	—
OC 33	OC 602	OC 70	2 N 63	2 N 123
OC 34	OC 604	OC 71	2 N 34, 64, 65, 76, 112, 113, 114	
OC 38	—	OC 72		
OC 410	OC 612	OC 44	[2 N 94 - A]	
M 34 a	OA 50	OA 74	1 N 34 - A	
M 38 a	OA 55	OA 81	1 N 38 - A	
M 51	—	—	1 N 51	
M 54 a	OA 51	OA 71	1 N 54 - A	
M 55	—	—	1 N 55	
M 56	—	OA 73	1 N 56	
M 60	OA 60	OA 70	1 N 60	
M 69	OA 56	—	1 N 69	
M 70	OA 53	—	1 N 70	
M 81	—	OA 72	1 N 81	
M 95	—	—	1 N 95	

TABELLA II

TIPO	OC 71	OC 72	OC 44	
Dissipazione ammissibile per temperatura ambiente = 45°	50	65	45	mW
Tensione collettore	— 5	— 15	— 5	V
Corrente emettitore	1	10	1	mA
Resistenza ingresso (emettitore a a massa)	600	—	1.800	Ω
Resistenza uscita	30	0,5 ÷ 2	—	kΩ
Amplificazione di potenza	42	20	—	dB
Frequenza limite media	1,1	0,5	12	MHz
Capacità base - collettore	—	—	13	pF

SCHEMA DELLE CONNESSIONI (valevole per tutti e tre i tipi)

Punto rosso
c
b
e

Studio sulla TV a Circuito Chiuso
Il Preamplificatore Video di Telecamera

Gino Nicolao

(sesto articolo di questa serie)

Fig. 1 - Preamplificatore di telecamera realizzato con tre valvole subminiatura.

1. - IL PREAMPLIFICATORE A VALVOLE.

L'AMPLIFICATORE video usato nelle telecamere ha particolari caratteristiche che lo distinguono dai normali amplificatori a resistenza e capacità, usati per esigenze diverse, anche se previsti per una risposta a larga banda (fig. 1).

Esso deve infatti rispondere ai seguenti requisiti:

1) Deve fornire un guadagno di valore determinato in base all'uscita del tubo da presa impiegato, e del segnale richiesto all'uscita.

2) Tale guadagno deve risultare costante in tutta la gamma delle frequenze trasmesse.

3) Non deve provocare distorsione di fase e cioè il ritardo deve essere costante per tutte le frequenze del campo video frequenza che interessano.

4) La risposta ai segnali transitori non deve introdurre apprezzabile degradamento di un fronte d'onda di segnale rettangolare.

5) Deve presentare un elevato fattore segnale disturbo, onde permettere il migliore sfruttamento della sensibilità del tubo da presa.

6) Il rumore a frequenza rete, captato o dovuto a modulazione dei filamenti deve essere il più basso possibile, inferiore al valore dell'1 %.

Prendiamo in considerazione ora un preamplificatore generico, da impiegarsi in unione ad una telecamera funzionante con tubo vidicon. Questo tubo con illuminazione media fornisce una corrente di segnale di 0,1 μA, la quale ai capi della resistenza di carico di 100.000 Ω determina una differenza di potenziale di 0,01 V.

Ammettendo di voler ottenere una uscita sul cavo coassiale da 75 Ω, di 1 V pp., l'amplificatore dovrà avere un guadagno di 100 volte. Se ora l'uscita dal vidicon fosse lineare dalle frequenze più basse a quelle più alte del campo video, il nostro preamplificatore dovrebbe avere anch'esso una risposta lineare, fino a circa 3,5 MHz. Dato però che il circuito d'ingresso della prima valvola assieme al circuito costituito dal target del vidicon hanno caratteristiche tali da comportare una forte capacità parassita, così da attenuare fortemente le frequenze alte, è necessario introdurre nel preamplificatore o nell'amplificatore successivo una compensazione che permetta di portare la curva totale del complesso vidicon-preamplificatore alla linearità. Questo viene ottenuto con circuiti speciali che illustreremo più oltre. Altra particolarità dell'amplificatore video della telecamera rispetto a quelli normali è la necessità di un'uscita finale a bassa impedenza. Questa in genere è ottenuta a mezzo di un opportuno « cathode follower », o « anode follower » (fig. 2).

2. - LO STADIO D'INGRESSO DEL PREAMPLIFICATORE.

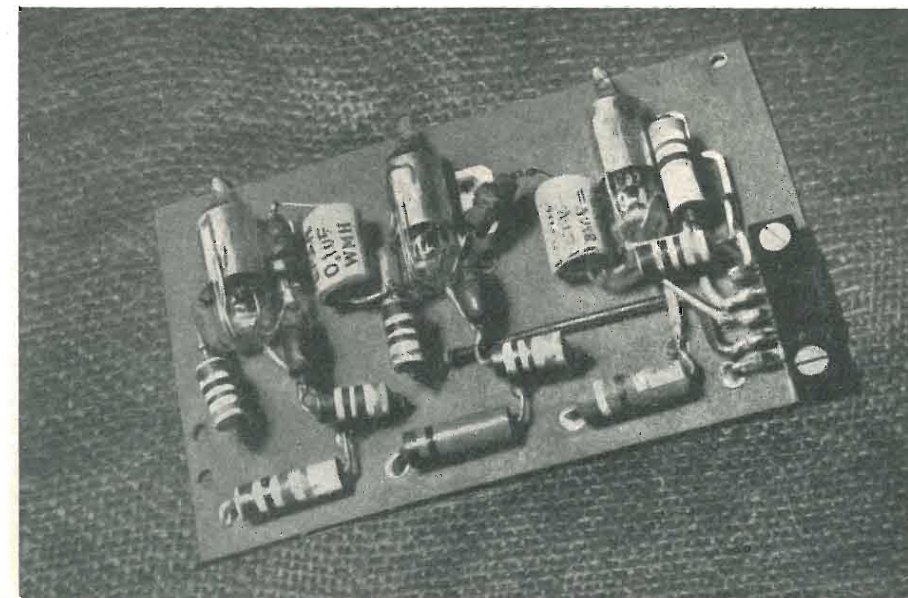
Nel preamplificatore di telecamera descritto nello scorso numero, la prima valvola era costituita da un triodo impiegato come stadio d'entrata. Per poter ottenere un ottimo segnale-disturbo, per poter cioè far sì che anche alla minima illuminazione sia possibile ottenere un'immagine priva di « soffio » (che si traduce sullo schermo in effetto neve o sabbia, assai fastidioso) è necessario infatti avere un primo stadio della miglior qualità possibile. La RCA nella sua realizzazione «TV Eye» illustrata sempre nello scorso numero, ha scelto un triodo montato in circuito convenzionale, dato che — come è noto — esso ha un migliore rapporto segnale-disturbo rispetto al pentodo.

Quando sia necessario ottenere risultati ancora migliori è indispensabile ricorrere a quel circuito, che viene impiegato su vasta scala — in altro campo — nei ricevitori per onde ultra corte, e per televisione. Esso è il « cascode ».

In questa disposizione, un triodo montato secondo gli schemi classici è seguito da un altro triodo collegato con griglia a massa, a cui è fortemente accoppiato.

In questo circuito si sfrutta il fatto che il triodo presenta in materia di amplificazione il vantaggio di non essere affetto da rumore di partizione, come i pentodi, e di avere quindi una resistenza equivalente di rumore assai bassa. Per contro esso ha lo svantaggio di presentare una capacità griglia anodo piuttosto alta per cui tende ad entrare in regime di autooscillazione se non è convenientemente disaccoppiato. Il triodo però può essere connesso anche con circuito griglia a massa, ed in questo caso permette di ottenere una notevole amplificazione con basso rumore, pur senza andare incontro ai pericoli detti in precedenza.

Nel caso particolare dell'amplificatore video, i pericoli di autooscillazione sono molto minori che nell'impiego del triodo in alta frequenza (e vedi quindi l'utilizzazione di esso secondo un circuito classico nello schema RCA), ciò nonostante la combinazione triodo in circuito normale-triodo con griglia a massa porta ad una serie di vantaggi tali, da fare quasi universale la sua adozione nei preamplificatori di telecamera ed in molte altre applicazioni in alta e bassa frequenza, ovunque vi sia necessità di alto guadagno con basso rumore.

Le valvole impiegate per questo circuito sono le stesse che vengono usate nei gruppi per TV e negli altri casi generali, e cioè le americane 6BK7A, 6BQ7A e le europee PCC84, ECC84 ed ECC85 e le recenti E88CC e PCC88.

Un tipico stadio amplificatore a basso rumore per vidicon, facente uso di due doppi triodi 6BQ7A è illustrato nella fig. 3. Le due sezioni di ogni triodo si trovano in parallelo tra loro e sono disaccoppiate tramite resistenze di basso valore. Il condensatore d'entrata da 0,05 μF deve essere collegato al target del tubo da presa. Il suo valore non è critico, ed a volte può essere inferiore a quello indicato (0,01 μF). Ciò non pregiudica la resa alle frequenze basse, dato che esse si trovano in eccesso nella caratteristica del circuito d'entrata, e sarebbe necessario egualmente introdurre una correzione — come abbiamo già accennato — nel circuito amplificatore video.

La resistenza di catodo da 120 Ω può essere shuntata o meno. Nelle realizzazioni americane essa è generalmente by-passata da un condensatore elettrolitico di alto valore (700 μF,) mentre in quelle europee viene spesso eliminato detto elemento, sfruttando la controreazione catodica che si verifica in questo modo, per ottenere una linearizzazione della banda passante. Le placche di V_1, collegate tra loro in parallelo, sono connesse, attraverso una resistenza da 100 Ω, al catodo della seconda valvola.

La tensione presente sulla placca di V_1, sarà quindi la stessa presente sui catodi di V_2, e quando il circuito sia bilanciato esattamente, avrà il valore uguale a metà della tensione presente sulle placche di V_2.

La griglia controllo di quest'ultima valvola, a massa dal punto di vista della corrente alternata per mezzo di un condensatore da 0,1 μF, è polarizzata conseguentemente a mezzo di un partitore posto tra il positivo e massa, ad una tensione appena inferiore a quella del catodo di V_2.

Nel circuito anodico è prevista una resistenza di carico di basso valore, in serie con un'induttanza di compensazione per la risposta alle frequenze alte. Il condensatore d'uscita è da 0,05 μF, e dev'essere collegato alla griglia dello stadio seguente, generalmente realizzato con un pentodo.

Molto accurata dev'essere la schermatura delle due valvole, ed è consigliabile l'impiego di zoccoli con sospensioni antimicrofoniche, per evitare fastidiosi disturbi nell'immagine.

Un amplificatore video di telecamera capace di fornire un guadagno pari a quello da noi richiesto, dovrebbe avere — considerando una valvola adibita all'effetto di esaltazione delle frequenze alte — quattro stadi per una banda passante di circa 4,5 MHz senza attenuazione. Passeremo ora in esame due schemi di preamplificatori video impiegati nelle telecamere per televisione industriale, con tubi da presa del tipo vidicon, ed un amplificatore video previsto per l'impiego con iconoscopio modificato del tipo « utilicon ».

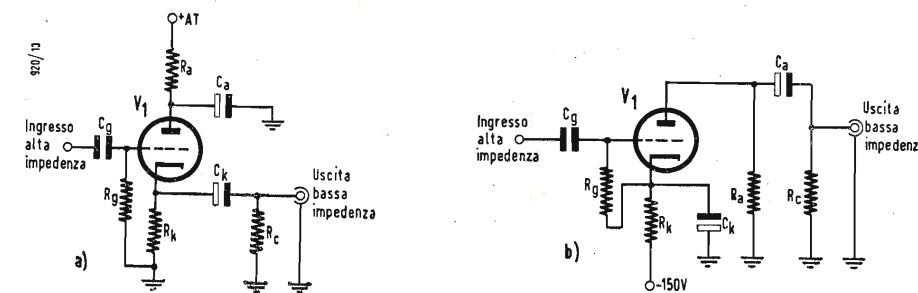



Fig. 2 - Stadi d'uscita per preamplificatori video di telecamera: *a)* « cathode follower », *b)* « anode follower ». Il primo permette di ottenere un segnale a bassa impedenza di fase uguale a quello d'entrata, il secondo invece un segnale a bassa impedenza di fase opposta a quello d'entrata.

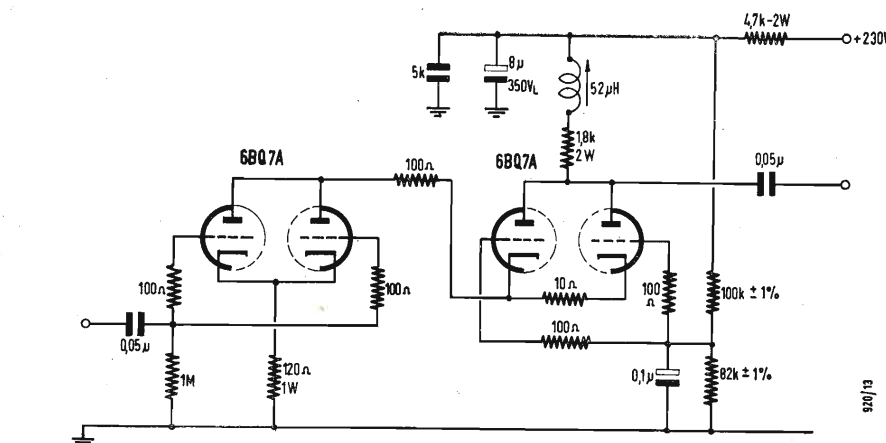



Fig. 3 - Stadio d'ingresso di preamplificatore video « cascode » con due doppi triodi 6BQ7A.

Lo schema della fig. 4 illustra l'amplificatore video dell'impianto di televisione industriale della RCA, denominato « TV Eye ». Il tubo vidicon impiegato è del tipo 6198 ed ha l'elettrodo di segnale (target) collegato con il primo stadio del preamplificatore video a mezzo di un condensatore da 0,25 μF. Il carico del vidicon (la resistenza cioè ai cui capi si sviluppa la tensione impulsiva che costituisce il segnale video) è in questo caso di 56 kΩ, mentre un'ulteriore resistenza da 560 kΩ provvede al disaccoppiamento dell'alimentazione dell'elettrodo del vidicon ed al filtraggio della corrente continua. Il condensatore d'accoppiamento è direttamente collegato alla griglia del primo stadio, che impiega una sezione del triodo pentodo 6U8; la resistenza di griglia è di 680 kΩ e la polarizzazione è ottenuta direttamente, dato che il catodo di questa sezione di 6U8 è connesso a massa. La resistenza di carico della stessa valvola è di 4300 Ω, ed in serie ad essa è posta un'induttanza di compensazione alle note alte, che ha il compito di sollevare la risposta di questa sezione in prossimità della frequenza alta di taglio.

Noteremo qui per inciso, che un amplificatore a resistenza e capacità, preso senza alcuna compensazione ha una frequenza di taglio inferiore (verso le frequenze basse) ed una frequenza di taglio superiore (verso le frequenze alte). La caduta verso le frequenze basse si compensa in genere con opportuni condensatori di alta capacità, mentre quella alle frequenze alte può essere spostata con l'ausilio di una bobina risonante verso quella frequenza, smorzata oppure libera.

Riprendendo la descrizione del preamplificatore, potremo osservare che la seconda valvola amplificatrice video è costituita dalla sezione pentodo della stessa 6U8 ed è anch'essa montata sullo stesso principio. Soltanto potremo notare un condensatore catodico di forte capacità (100 μF), e la connessione della griglia schermo a valle della resistenza di disaccoppiamento da 1000 Ω, nel punto in cui è fissato anche un condensatore elettrolitico da 30 μF.

Questa soluzione è stata adottata per ottenere una compensazione del guadagno alle note basse. La resistenza di placca della sezione pentodo della 6U8 di 2400 Ω è anch'essa posta in serie ad un'induttanza di compensazione, costituita da una bobinetta del valore di 60..130 μH, accordata per mezzo di un nucleo ferromagnetico. La sezione triodica della 6U8 successiva è accoppiata alla placca di questa valvola per mezzo di un circuito di compensazione alle note alte, introdotto, come è stato illustrato precedentemente, per correggere la risposta del segnale all'uscita del vidicon, che tende a diminuire con l'aumentare della frequenza. Esso agisce in quanto il condensatore variabile da 50 pF, in parallelo alla resistenza da 120 kΩ, offre una resistenza via via minore al passaggio delle alte frequenze rispetto a quelle basse, e crea quindi una compensazione maggiorando il guadagno alle frequenze alte dello stesso valore di quanto esse erano state attenuate. Il compensatore permette di trovare il punto ottimo di risposta, che non è esattamente calcolabile, per l'inevitabile presenza delle capacità dei collegamenti e parassiti sul target del vidicon. Il preamplificatore si conclude con la sezione pentodica della 6U8 sulla cui griglia è connesso un diodo al germanio con funzione di reinseritore della componente continua (DC restorer).

Fig. 4 - Preamplificatore video della telecamera industriale RCA « TV-Eye ».

Nel caso di questa telecamera una altra 6U8 è impiegata in funzione di modulatrice e di oscillatrice, per poter disporre di un segnale in radio frequenza e pilotare così ricevitori normali televisivi in funzione di monitori. I circuiti di deflessione e sincronismo sono simili a quelli descritti in altra parte di questo articolo.

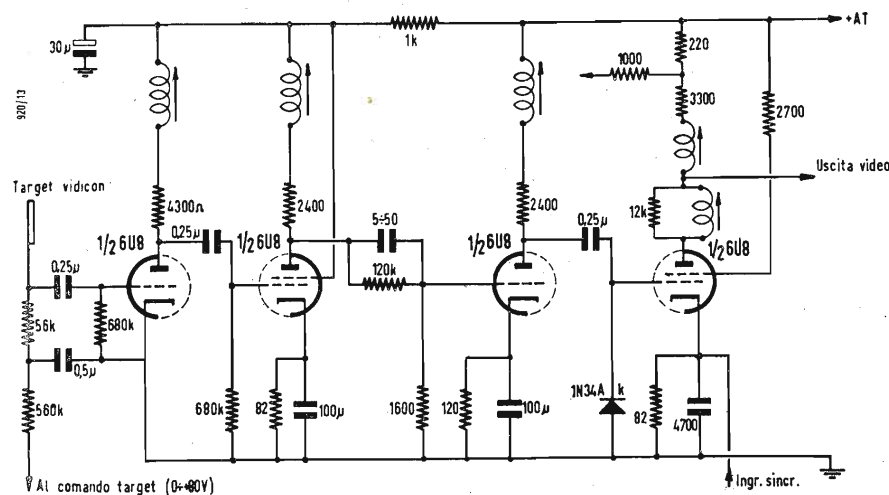
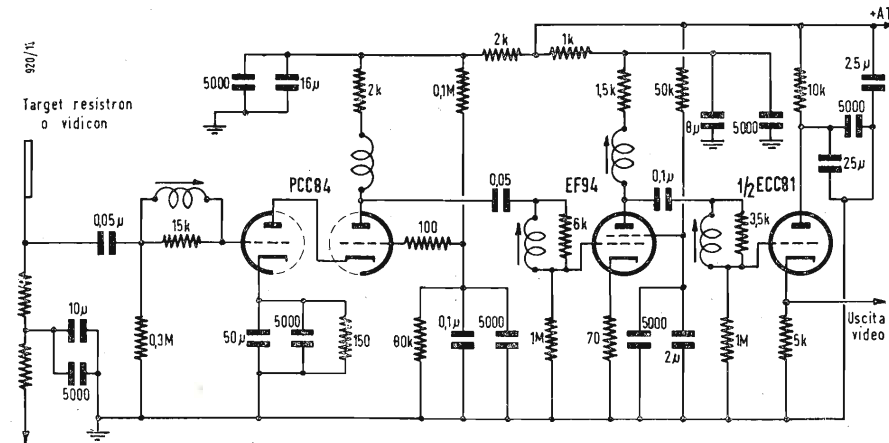
L'amplificatore di telecamera illustrato dalla fig. 5 è quello costruito dalla Grundig per il suo impianto « Fernauge ». Esso impiega una valvola PCC84, in circuito « cascode », una EF94 seconda amplificatrice ed una ripetitrice catodica (cathode follower) facente uso di una sezione della ECC81.

Tutti gli stadi sono compensati con induttanze poste in serie ai carichi anodici, per ottenere una maggior risposta alle frequenze alte, in prossimità della frequenza di taglio. La compensazione in serie è completata da altri circuiti induttivi, che sono posti tra la placca e la griglia degli stadi; in essi le bobine sono smorzate, rispettivamente, con resistenze ad impasto da 15, 6 e 3,5 Ω. Nel circuito del preamplificatore video si potrà notare che non è presente alcun sistema per compensare la perdita alle frequenze elevate introdotta dal circuito del vidicon. Questo circuito è esterno alla telecamera e si trova in quella parte dello amplificatore, contenuta nell'unità di comando. Ogni valvola è disaccoppiata singolarmente da un circuito a resistenza e capacità, posti in serie alla rispettiva alimentazione anodica.

Fig. 5 - Preamplificatore video della telecamera Grundig « Fernange ».

Fig. 6 - Schema di principio del preamplificatore di telecamera « Diamond ».

La fig. 6 mostra un amplificatore video molto semplice usato nelle telecamere installate nella centrale termoelettrica di Piacenza. La realizzazione non è molto recente, e quindi in queste telecamere sono impiegate delle valvole metalliche al posto di quelle miniatura. Il tubo da presa è di tipo speciale, un « utilicon », a catodo freddo, munito di un fotomoltiplicatore ad emissione secondaria interno.

Dato il relativamente alto segnale d'uscita di questo tubo, non è necessario provvedere ad una forte amplificazione, nè è necessario preoccuparsi eccessivamente del rapporto segnale-disturbo, poichè in questo caso il disturbo introdotto dal primo stadio del preamplificatore video, è trascurabile, essendo noto che il moltiplicatore ad emissione secondaria consente di ottenere un'amplificazione senza modificare il rapporto segnale-disturbo. Il preamplificatore illustrato impiega due valvole, una 6SN7 ed una 6AC7. Il segnale all'uscita del moltiplicatore elettronico dell'utilicon (composto di undici stadi) è di circa 0,5 V, valore elevatissimo, rispetto a quello (dell'ordine dei mV) fornito dagli altri tipi di tubi da presa. Esso è applicato alla griglia della 6AC7 tramite una sezione della 6SN7, connessa a diodo, ed impiegata come cancellatrice della traccia di ritorno. La 6AC7 è collegata in modo convenzionale, con induttanze in serie al circuito di carico anodico e verso la griglia della valvola successiva. La banda passante di questo stadio giunge a 7 MHz. La seconda sezione della 6SN7 funziona da ripetitore catodico, come nello schema precedente, ed invia il segnale video, attraverso un cavo coassiale a bassa impedenza, al monitore. La società realizzatrice di questa telecamera è la « Diamond Power Speciality Corp ».

La Telecamera Miniaturizzata

3. - TELECAMERE A TRANSISTORI.

L'impiego dei transistori nella televisione industriale è molto recente, e molti sono i fattori che hanno limitato la loro diffusione in questo interessante campo. In primo luogo vi sono alcuni elementi dell'impianto di televisione industriale che si prestano ad essere transistorizzati vantaggiosamente ed altri invece che nella transistorizzazione vedono soltanto un esperimento e non una pratica sorgente di nuove utilizzazioni. I transistori possono essere impiegati con successo in quegli impianti che debbono avere caratteristiche di portatilità quali ad esempio quelli dei telecronisti e quelli usati per scopi militari, dove peso ed ingombro sono fattori di predominante importanza. Solo in questo caso allo stato attuale è conveniente prevedere una completa trasformazione a transistori dell'impianto di televisione industriale stesso. Diverso è il discorso per quanto riguarda la telecamera. La telecamera, che inizialmente aveva dimensioni notevoli, si è andata sempre più rimpicciolendo. È possibile farsi un'idea di ciò osservando le illustrazioni che abbiamo precedentemente pubblicato. Dalle unità contenenti deflessione e spesso anche alimentazione, di dimensioni notevoli come la vecchia Pye, si passò a unità contenenti soltanto il preamplificatore video e successivamente si cercò di ridurre ulteriormente le dimensioni sia abbassando il numero delle valvole contenute nelle telecamere, sia miniaturizzando i componenti di deflessione e di focalizzazione per quanto possibile. Infine si impiegarono valvole subminiatura al posto delle valvole normali.

Con la nascita in Germania del tubo mini-resistron venne immediatamente alla luce la possibilità di ridurre ulteriormente le dimensioni realizzando camere da presa facilmente dissimulabili o incorporabili in apparecchiature industriali preesistenti.

La prima realizzazione conosciuta è quella della Grundig, che abbiamo già

Fig. 7 - Telecamera portatile per uso reportage. Essa comprende anche un piccolo trasmettitore su ultrafrequenze.

illustrato, telecamere di dimensioni talmente ridotte da poter essere contenuta agevolmente nel palmo di una mano. Questa telecamera però non contiene ancora transistori ma solo

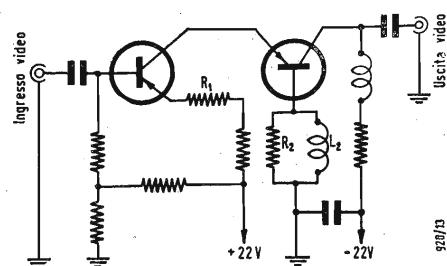



Fig. 8 - Amplificatore video sperimentale proposto nel 1953 e realizzato con transistori a punto di contatto (*P.I.R.E.*)

il piccolo tubo da presa, alcune valvole subminiatura ed i condensatori e resistenze necessari per la realizzazione del circuito elettrico. Il fatto che la Grundig non abbia previsto l'impiego di transistori è facilmente spiegabile. La realizzazione risale a circa un anno e mezzo fa, tempo in cui i transistori erano molto instabili nel campo dell'amplificazione delle frequenze elevate, specialmente per quanto riguarda la produzione europea.

La difficoltà di reperire sul nostro mercato a prezzi accessibili, transistori capaci di raggiungere le frequenze più elevate, consigliavano di limitarsi all'impiego di valvole subminiatura, assai più stabili e di facile reperibilità anche se di costo non molto inferiore. Gli studi preliminari per usare i transistori nel campo della televisione sono stati realizzati dalla RCA e già nel 1952-53 sulla Rivista americana Proceeding of I.R.E. è stato riportato un lungo articolo relativo alla realizzazione di un televisore con transistori, impiegati in tutte le sue parti componenti (fig. 8).

Salvo questa realizzazione che aveva uno scopo esclusivamente pubblicitario e di studio, nessuna altra notizia di amplificatori video realizzati con transistori si ebbe in seguito, specialmente nel campo della televisione industriale.

Esaminando la produzione di transistori di questi ultimi anni potremo notare che vi sono alcuni tipi che possono servire egregiamente come amplificatori a video frequenza, dal punto di vista della frequenza, e precisamente il CK760, CK761, CK762. Il CK760 ha una frequenza di taglio di 3,5 MHz può essere quindi utilizzato in amplificazione lineare fino alla frequenza massima di circa 1 MHz; il CK761 a una frequenza di taglio di 10 MHz; può essere quindi impiegato in amplificatore lineare fino a circa 2 o 3 MHz infine il CK762 a una frequenza di taglio di 20 MHz può essere quindi utilizzato in amplificatori a larga banda con frequenza massima dell'ordine dei 5 MHz (fig. 9). La presenza sul mercato di questi transistori già da 2 o 3 anni e delle serie europee di nuovo sviluppo, tra le quali l'interessante OC45 della Philips, sembra portare alla domanda per qual motivo essi sono siamo stati impiegati nella miniaturizzazione della telecamera industriale. I motivi sono diversi e di diversa natura: in primo luogo questi transistori non sono stati realizzati con lo scopo di funzionare in amplificatori a larga banda ma di amplificare una frequenza singola compresa nel campo tra poche centinaia di kHz e 2 o 3 MHz. Il carico che viene generalmente applicato a questi transistori è quindi costituito da un circuito oscillante. Il rendimento del transistore viene a cadere quando venga utilizzato in circuito a resistenza e capacità. Vi sono inoltre differenze notevoli di rendimento tra transistore e transistore dello stesso tipo, specialmente quando esso venga usato nell'amplificazione di una larga banda. Infine il rumore proprio di queste unità non soltanto è variabile da unità ad unità, ma cambia con il variare della temperatura ed è generalmente molto violento per un amplificazione continua di una larghissima gamma di frequenza qual'è la banda video. Il costo dei transistori speciali è molto elevato: Le unità selezionate a basso rumore non sono in generale facilmente accessibili. Solo in questi ultimi tempi alcune grandi case americane hanno posto sul mercato transistori di caratteristiche migliori sopratutto per quanto riguarda stabilità e rumore a prezzi che cominciano ad essere accessibili. Ultimo dei problemi che ha vietato — fino a poco tempo fa — l'impiego dei transistori in televisione è la necessità di un lungo lavoro di ricerca e di studio in laboratorio che poteva essere realizzato soltanto da qualche grande casa in cui la produzione potesse essere trascurata e potesse avere importanza sufficiente già la sola risoluzione del problema. Recentemente sono stati posti sul mercato internazionale nuovi transistori chiamati drift transistor di tipo p-n-p dei quali il tipo principale è il 2N247 della RCA. Il transistor 2N247 è un transistore drift del tipo a giunzione di germanio p-n-p realizzato particolarmente per l'amplificazione a radio frequenza in apparecchiature militari e commerciali, e in ricevitori speciali che funzionano a frequenze comprese nel campo delle onde medie ed onde corte.

Questi transistori però, per il loro basso rumore, la loro stabilità e il loro alto limite di taglio in frequenza possono essere con successo utilizzati nei punti principali dell'impianto di televisione industriale: amplificazione video, sia di telecamera che di monitore, sia per la produzione di speciali segnali ad onda quadra. La differenza che esiste tra il tipo 2N247 e gli altri transistori è che per la prima volta è utilizzata in esso la tecnica di inserire in una certa regione della base una distribuzione di impurità esattamente controllata, in modo da produrre un campo d'accelerazione interno. Questo campo d'accelerazione favorisce lo spostamento della corrente dall'emissore al collettore in modo diverso per regolarità a tutti gli altri transistori convenzionali, con il risultato che la resistenza di base e la capacità di transizione del collettore vengono fortemente ridotte. Un'altra importante modifica, che contribuisce a rendere molto interessante il nuovo transistore nel campo delle frequenze più elevate, è la presenza di uno schermo esterno

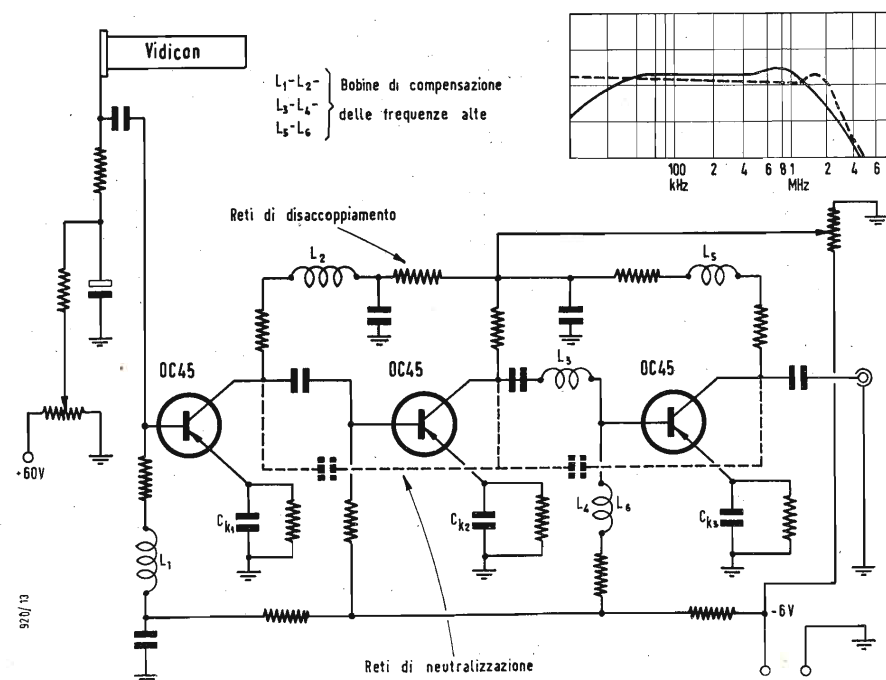



Fig. 9 - Circuito sperimentale amplificatore video di telecamera realizzato con transistori. La banda passante prevista è di 2 MHz ± 2 dB.

facente capo ad un opportuno collegamento. Esso tende a rendere minime le possibilità di accoppiamento con i circuiti adiacenti e mantenere basse le capacità tra gli stadi evitando così utilizzato con vantaggio nella realizzazione di preamplificatori video di telecamera a basso rumore e forte guadagno. In questo modo il problema della miniaturizzazione della telecamera del vidicon miniatura. Lo schema a blocchi è illustrato nella fig. 12. La parte principale della telecamera è il preamplificatore, completamente realizzato con transistori di tipo drift e

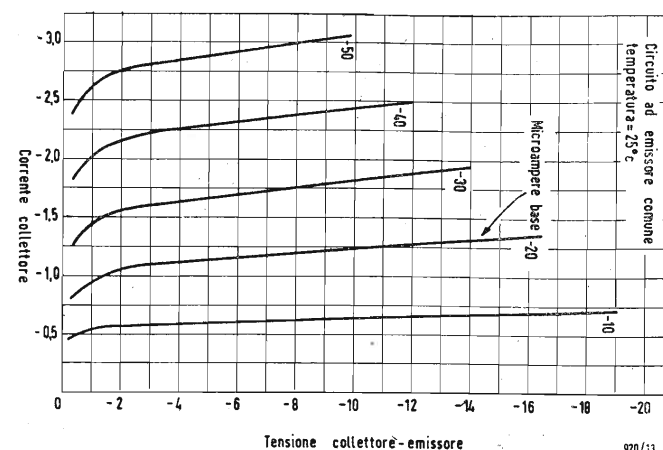



Fig. 10 - Caratteristiche di collettore medie del «drift transistor» 2N247.

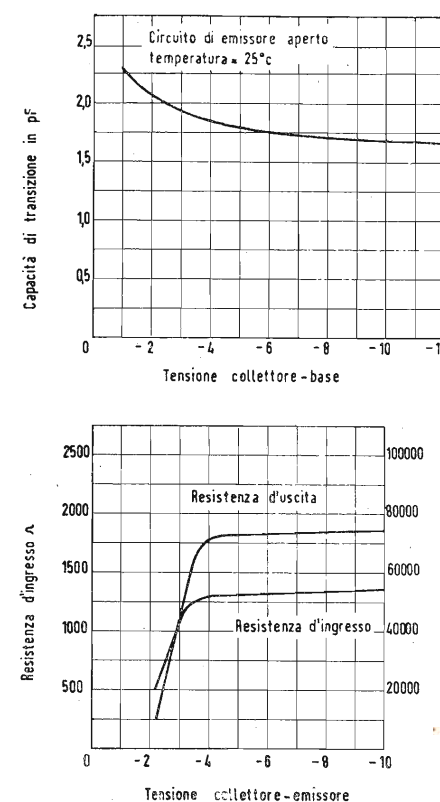



Fig. 11 - Caratteristiche medie del transistore 2N247.

gli accoppiamenti tra i terminali di collegamento. Montato in circuito ad emissore comune con ingresso sulla base questo transistore dà un guadagno in potenza di circa 45 dB a 1,5 MHz e 24 dB a 10,7 MHz. La bassa capacità di transizione del collettore, che è appena di 1,7 pF, rende possibile ottenere un buon guadagno nel campo delle frequenze basse e delle frequenze medio alte senza che sia necessario introdurre una rete di neutralizzazione. Le caratteristiche eccellenti di questo transistore fanno sì che esso possa essere stessa viene ad essere praticamente risolto. Le caratteristiche del transistore descritto sono illustrate nella Tabella 1 mentre le fig. 10 e 11 riportano le caratteristiche medie dei tipi 2N247.

4. - TELECAMERA A TRANSISTORI.

La telecamera realizzata a transistori comprende il preamplificatore video, lo stadio amplificatore del segnale di cancellazione composito, e l'equipaggiamento di focalizzazione e deflessione

Fig. 12 - Confronto tra telecamere a valvole e a transistori. Numero di elementi, consumo e costo relativo sono riportati a destra.

normali. Il target del vidicon è collegato attraverso un condensatore da 0,01 μF alla base di un transistore p-n-p, che si chiude rispetto alla corrente continua con una resistenza da 100 kΩ ad un potenziometro regolatore di sensibilità. Il collettore di questo primo transistore è collegato direttamente ad un secondo elemento di polarità inversa n-p-n. La resistenza di carico del primo stadio è di 330 Ω, ed in serie ad essa è posta una induttanza di compensazione delle frequenze alte. Tra il collettore del transistore n-p-n 2N78 e l'emissore dello stadio precedente è inserita una controreazione di stabilizzazione, che provvede anche ad allargare la banda passante. Questo sistema stabile alla corrente continua ha un'impedenza elevata che si adatta esattamente al circuito d'uscita del vidicon, ed una bassa impedenza d'uscita che consente di ottenere un buon adattamento con lo stadio successivo.

Il collettore del secondo stadio è collegato direttamente alla base del sucessivo p-n-p 5108. La resistenza variabile da 100 kΩ permette di re-

Tabella 1

CARATTERISTICHE DEL "DRIFT TRANSISTOR" 2N247 RCA

Amplificatore di tensione, classe A. Valori limite.

Tensione di collettore	—35 V max
Tensione cc Emissore - Base	— 1 V max
Corrente di collettore (cc)	—10 mA max
Corrente d'emissore	10 mA max
Dissipazione di collettore (a 70 °C)	35 mW max
Campo di funzionam. temperatura	da—55 a + 85 °C.

Circuito amplificatore ad emissore comune.

Tensione cc Collettore-Emissore	— 9 V
Corrente cc di Collettore	— 1 mA
Rapporto di trasferimento in corrente	— 60
Tensione cc Base - Emissore	— 0,2 V
Resistenza d'ingresso (Base)	1.350 Ω
Resistenza d'uscita	70 kΩ
Guadagno in potenza	45 dB
Rumore proprio	8 dB
Guadagno effettivo per una frequenza di 10 MHz	24 dB
Frequenza alla quale il guadagno si riduce all'unità	132 MHz
Banda passante massima ottenibile	10 MHz.

golare il punto di funzionamento del circuito d'entrata costituito da T_1, T_2 e T_3 e agisce sia come correttore di rumore che come regolatore di sensibilità. La risposta di questi stadi è mantenuta lineare entro 6 MHz, in particolare dall'azione della accennata induttanza posta in serie all'emissore di T_1. Il quarto stadio collegato al collettore del 5108 attraverso un condensatore d'accoppiamento da 0,7 μF, è un normale amplificatore ad emissore comune realizzato con un transistore 5108 che pilota un circuito RC compensatore della risposta del circuito d'uscita del vidicon (High-Peaker). La regolazione del compensatore permette di portare l'enfasi all'entità necessaria per compensare le perdite alle frequenze alte introdotte dal circuito d'ingresso del preamplificatore. L'enfasi è generalmente di 4÷6 dB per ottava. Il circuito « high-peaker » è seguito da due stadi convenzionali ad emissore comune, realizzati con transistori 5108. I condensatori di basso valore (110÷130 pF), introdotti nel circuito di polarizzazione d'emissore, determinano una risposta aggiuntiva alle frequenze alte che forniscono un favorevole effetto di correzione d'apertura.

Il comando di guadagno dell'amplificatore video è inserito nel circuito di collettore del settimo stadio amplificatore con emissore comune, e comprende un potenziometro da 1 kΩ ed un condensatore. All'uscita del preamplificatore è disponibile un segnale video di 0,5 V pp di tensione, con un estensione abbastanza lineare per 6 MHz. Oltre all'amplificatore video, nella camera o è inserito un transistore 2N109 che riceve sulla base il segnale composito di cancellazione, lo amplifica e lo applica, direttamente al catodo del vidicon. Con un pilotaggio di segnale negativo di circa 3 V, questo stadio invia al catodo del vidicon stesso gli impulsi di cancellazione verticale ed orizzontale positivi di circa 20 V pp di tensione. Il circuito della telecamera descritto è illustrato nella fig. 13 ed è dovuta ai laboratori RCA di Princeton, New Jersey. *

Quattro italiani tra i laureati della Scuola Internazionale di Scienza e Tecnica Nucleare di Chicago

Con una cerimonia svoltasi nei giorni scorsi presso il Laboratorio Nazionale Argonne, il direttore del laboratorio Norman Hilberry ha consegnato i diplomi di laurea a 13 studenti americani a 47 di 10 paesi del mondo libero che hanno frequentato il 4° corso di perfezionamento presso la Scuola Internazionale di Scienza e Tecnica Nucleare. Tra gli studenti che hanno superato il corso con profitto figurano gli italiani Mario Bonanni, Gian Franco Castelli, Silvio Corno e Giovanni Vacchelli.

Il preside della Facoltà di Chimica dell'Università del Wisconsin, dott. Farrington Daniels, ha rivolto ai neo-laureati un breve discorso per sottolineare l'importanza dell'energia atomica e per invitarli a dedicarsi attivamente alle ricerche per lo sfruttamento dell'energia solare.

La Scuola Argonne, istituita nel marzo 1955 nel quadro del programma « Atomi per la Pace » del Presidente Eisenhower, ha già svolto quattro corsi di 9 mesi ciascuno cui hanno preso parte 162 studenti di 38 paesi e 65 americani.

I corsi, destinati al perfezionamento nella scienza e nell'ingegneria nucleare dei laureati di chimica, fisica e ingegneria dei paesi del mondo libero, sono svolti in collaborazione con l'Università Statale della Pennsylvania e con l'Istituto Superiore Statale del North Carolina.

(*u.s.*)

Fig. 13 - Telecamera vidicon miniatura con circuiti di deflessione esterni, realizzata sperimentalmente dalla RCA.

segnalazione brevetti

Traliccio senza saldatura, in lamiera ed in profilati tagliati e stirati per antenne televisive per sostegni aerei.
Fracassi Angelo a Vittorio Veneto (Treviso). (6-2339)

Comando di sensibilità per sintonizzatori a ricerca di segnale per apparecchi radioriceventi.
General Motors Corporation a Detroit (S.U.A.) (6-2340)

Perfezionamento nei sistemi di elaborazione di informazioni, particolarmente del tipo in cui informazioni lineari sono magneticamente accumulate e trasferite da un posto all'altro per mezzo di impulsi trasmettitori di corrente.
International Business Machines Corporation a New York (S.U.A.) (6-2341)

Perfezionamenti nei sistemi radar per la misura delle altezze, allo scopo di permettere lo spostamento o l'ingrandimento di una parte dell'immagine, senza bisogno di cambiare il reticolo di riferimento.
Marconi & Wireless Telegraph a Londra. (6-2343)

Ricevitore per televisione a colori.
Philips' Gloeilampenfabriken N.V. a Eindhoven (Paesi Bassi). (6-2345)

Perfezionamento nei ricevitori televisivi
Pye Ltd a Cambridge (Gran Bretagna). (6-2346)

Sistema di stabilizzazione e di comando della frequenza nei tubi oscillatori ad accordo elettronico.
Compagnie Générale de Telegraphie Sans Fil a Parigi (7-2597)

Antenna interna per ricevitori di televisione.
Essenowski Michel a Parigi (7-2597)

Apparecchio di presentazione luminescente, particolarmente per la presentazione di immagini su schermo luminescente sotto l'influenza di bombardamento atomico.
General Electric Company a Schenectady (S.U.A.) (7-2598)

Dispositivo per produrre segnali di informazione di televisione.
Philips' Gloeilampenfabrieken N.V. a Eindhoven (Paesi Bassi) (7-2600)

Perfezionamenti nei circuiti amplificatori a larga banda.
La Stessa (7-2600)

Perfezionamenti nei dispositivi comprendenti un tubo a vuoto a vapori di gas.
La Stessa (7-2600)

Griglia per tubi di scarica elettronici, nonchè procedimento e dispositivo per la sua costruzione.
Siemens & Halshe Aktiengesellschaft a Berlino e Monaco (7-2601)

Testina magnetica per registratori di segnali elettrici.
Société d'Electronique et d'Automatisme a Parigi (7-2603)

Sostegno per antenne bipolari.
Wilhelm Sihn Jr. K.G. a Niefern Baden (Germania) (7-2604)

Dispositivo di correzione dell'errore di quadrante per antenne magnetiche.
Bendix Aviation Corporation a New York (S.U.A.) (8-2824)

Perfezionamenti nei tubi elettronici.
Eitel McCullough Inc. a San Bruno California (S.U.A.) (8-2825)

Sistema di televisione a colori.
General Electric Company a Schenectady (S.U.A.) (8-2827)

Antenna per televisione a frequenza modulata ad elementi circolari o poligonali.
Meneghini Pio a Verona (8-2830)

Dispositivo comprendente tubi a raggi catodici per la riproduzione di immagini televisive.
Philips Gloeilampenfabrieken N.V. a Eindhoven (Paesi Bassi) (8-2831)

Tubo a raggi catodici per la riproduzione di immagini televisive a colori.
Chromatic Television Laboratories Inc. a New York (S.U.A.) (9-3030)

Modulatore e regolatore automatico di frequenza per radiotrasmettitori.
Ducati Elettrotecnica Soc.p.a. a Bologna (9-3031)

Apparecchio e procedimento per eseguire misure di potenza elettrica, in particolare del livello di rumore negli impianti radio e simili.
General Electric Co. Ltd. a Wembley (Gran Bretagna) (9-3032)

Perfezionamenti agli apparecchi di radio-comando.
Lines Bros. Ltd. a Londra (9-3034)

Perfezionamenti ai sistemi di protezione degli apparecchi riceventi televisivi, contro le perturbazioni dovute a disturbi impulsivi.
Magnadyne Radio a Torino (9-3034)

Perfezionamenti nei sistemi di trasmissione multipli per segnali di televisione.
Philips' Gloeilampenfabrieken N.V. a Eindhoven (Paesi Bassi) (9-3035)

Apparecchio ricevente, particolarmente per televisione.
La Stessa (9-3035)

Tubo per onda viaggiante.
Western Electric Company Inc. a New York (S.U.A.) (9-3038)

Dispositivo di sostegno antivibrante particolarmente atto a smorzare le vibrazioni meccaniche di antenne per televisione e per altri scopi analoghi.
Brignoli Luigi a Luino (Udine) (10-3216)

Procedimento per la compensazione automatica del coefficiente di temperatura dei vari elementi R C ed L nei complessi televisivi e simili.
Castellani Arturo Vittorio a Novara (10-3217)

Apparecchio elettronico per l'indicazione visiva, bidimensionale delle posizioni successive di una pluralità di oggetti in movimento come aerei, veicoli e simili.
Communications Patents Ltd. a Londra (10-3217)

Perfezionamenti ai tubi elettronici.
Eitel McCullough Inc. a San Bruno California (S.U.A.) (10-3218)

Perfezionamenti nei sistemi di distribuzione di segnali elettrici convogliati.
Electric & Musical Industries a Hayes (Gran Bretagna) (10-3218)

Circuito con transistore a superfici di contatto, a reattanza variabile, particolarmente per il comando o la modulazione della frequenza di un generatore d'oscillazioni.
Hazeltine Corporation a Washington (10-3219)

Procedimento per la fabbricazione di oggetti cavi di vetro ed oggetti di vetro risultanti, in particolare finestre per tubi a raggi catodici.
Philips Gloeilampenfabrieken N.P. a Eindhoven (Paesi Bassi) (10-3221)

Raffreddamento ad ebollizione per valvole termoioniche.
Telefunken G.m.b.H. a Berlino (10-3223)

Perfezionamenti nei tubi di immagine per televisione.
Corning Glass Works a Corning New York (S.U.A.) (11-3451)

Perfezionamenti ai radioricevitori e dispositivo per la ricerca mutua.
Fabbrica Italiana Magneti Marelli S.p.A. a Milano (11-3452)

Sistema di televisione a colori.
General Electric Company a Schenectady New York (S.U.A.) (11-3453)

Apparecchio ricevente di televisione a colori.
Hazeltine Corporation a Washington (S.U.A.) (11-3454)

Procedimento per sintonizzare automaticamente trasmettitori o ricevitori radioelettrici.
Marles Antonine Gean a Parigi (11-3456)

Trasformatore per elevate tensioni di uscita, particolarmente per apparecchi di televisione.
Philips Gloeilampenfabrieken N.V. a Eindhoven (Paesi Bassi) (11-3457)

Apparecchio ricevente comprendente una antenna ad asta.
La stessa (11-3457)

Ricezione televisiva con rivelazione diretta ad amplificazione per circuiti a larga banda.
Gazzola Luigi a Roma (12-3641)

Circuito amplificatore di corrente, particolarmente per apparecchi radio a transistori.
General Motors Corporation a Detroit Michigan (S.U.A.) (12-3642)

Apparecchio di televisione a colori.
International Standard Electric Corporation a New York (S.U.A.) (12-3643)

COPIA DEI SUCCITATI BREVETTI PUO' PROCURARE L'UFFICIO
Ing. A. Racheli Ing. R. Bossi & C.
Studio Tecnico per deposito brevetti di Invenzione, Modelli, Marchi, Diritto di Autore, Ricerche, Consulenza.
Milano - Via Pietro Verri 6 - Tel. 700.018 792.288

Stabilizzazione del Punto di Lavoro dei Transistori*

1. - INTRODUZIONE.

Prima di affrontare il problema della stabilizzazione del punto di funzionamento dei transistori, vengono prima brevemente discussi i due tipi principali di circuiti amplificatori a transistori: quello con base a terra e quello con emettitore a terra.

1.1. - Circuito con base a terra.

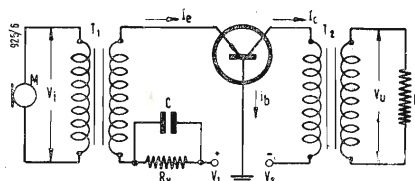
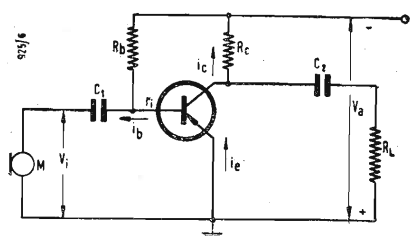
La fig. 1 mostra un circuito con base a terra in cui viene amplificato il segnale di uscita di un microfono e l'uscita dell'amplificatore è una resistenza di carico R_L.

Si usano i trasformatori di adattamento di ingresso e di uscita T_1 T_2 per ottenere il massimo guadagno.

Il punto di lavoro del transistore è determinato dalle tensioni V_1 e V_2 e dalla resistenza R_v.

La funzione di R_v in questo tipo di connessione è particolarmente importante perchè il punto di lavoro è determinato principalmente dalla corrente continua I_e e dell'emettitore.

Poichè la resistenza di ingresso del transitore r_i, che può essere dell'ordine di 50 Ω, dipende da molti fattori ed è soggetta a grandi variazioni, il punto di lavoro deve essere fissato connettendo una resistenza R_v in serie di almeno 1000 Ω. In tal caso la corrente dell'emettitore è determinata unicamente dalla tensione v_1 e dalla resistenza R_v e non viene più a dipendere dalle proprietà del transistore.

La relazione fra la corrente del collettore I_c e la corrente dell'emettitore I_e, nella connessione con base a terra è data da:

$$I_c = a\, I_e + I_{co} \qquad [1]$$

dove a è il fattore di trasferimento. Sarebbe improprio chiamare a fattore di amplificazione perchè esso è più piccolo di 1 e varia da 0,97 a 0,985, a seconda del tipo di transistore usato. I_{co} è la corrente di perdita che fluisce dalla base al collettore, dipende dalla temperatura e non influisce direttamente il processo di amplificazione. Questa corrente di perdita sarà per ora ignorata sebbene un ulteriore esame mostrerà che essa è la causa dell'effetto di temperatura che è discusso più avanti.

L'equazione [1] vale per le correnti continue, e dato che I_{co} è una costante, l'equazione corrispondente in c.a. sarà:

$$i_c = a\, i_e \qquad [2]$$

La relazione lineare [2] rimane valida fino a che si ha a che fare con segnali di piccola ampiezza. Bisogna pure che la frequenza di lavoro non superi la frequenza di taglio del transistor, poichè il guadagno, nei transistori, dipende dalla disposizione degli elettrodi ed esso cade alle frequenze più alte. Questo fenomeno dipende, fra le altre cause, dal tempo di ritardo delle « cavita » e degli elettrodi.

La frequenza di taglio per transistori ad audio frequenza è dell'ordine dei 10÷50 kHz, e per transistori a radio frequenza è dell'ordine di 1÷20 MHz.

Per eliminare l'effetto della resistenza R_v sul guadagno in c.a., si usa il condensatore C.

Se si fa il caso pratico in cui l'impedenza del microfono sia di 600 Ω, l'impedenza d'ingresso del transistore in c.a. $r_i = 50$ Ω, l'impedenza di uscita $r_o = 500$ kΩ e $R_L = 600$ Ω, e se, per semplificare le cose, si fa $a = 1$, allora la tensione del microfono v_i, con un corretto adattamento di impedenza, sarà amplificata di 100 volte, $v_u = 100\ v_i$, cioè il guadagno sarà di 40 dB.

In realtà la costruzione di un trasformatore di uscita con una impedenza di 500 kΩ, presenterebbe delle difficoltà, e quindi non si può in pratica ottenere un guadagno di tale ordine. Con un trasformatore che avesse 20.000 Ω di impedenza, che è un valore realizzabile, si otterrebbe un guadagno di 26 dB.

Fig. 1 - Amplificatore di un microfono con transistore con base a terra.

Fig. 2 - Amplificatore di un microfono con transistore con emettitore a terra.

1.2. - Circuito con emettitore a terra.

La fig. 2 mostra l'amplificatore di un microfono con un transistore connesso con emettitore a terra. Confrontando con il circuito di fig. 1, si vede che non sono stati usati trasformatori di adattamento, e che è necessaria una sola sorgente di tensione.

È per questi due vantaggi che il circuito con emettitore a terra è usualmente preferito al circuito con base a terra, anche se il primo è molto più sensibile alle variazioni di temperatura, argomento che tratteremo più avanti.

Non è male però osservare fin da ora che nel circuito di figura 2 la corrente di base viene tramite la resistenza R_b di alto valore, per cui la corrente di base è indipendente dalla bassa resistenza di ingresso di base.

Dall'equazione [1] e dalla:

$$I_e = I_b + I_c \qquad [3]$$

che è una conseguenza delle leggi di Kirchhoff, si ottiene:

$$I_c = a/(1-a)\ I_b + I_{co}/(1-a) \qquad [4]$$

La quantità $a/(1-a)$ viene definita con fattore di amplificazione. Per valori di a che vanno da 0,97 a 0,985, $a/(1-a)$ va da 32 a 66.

Limitatamente ai valori in c.a., l'equazione [4] diventa:

$$i_c = a' i_b \qquad [5]$$

Nel circuito con emettitore a terra l'impedenza di ingresso è notevolmente più alta che non nel circuito con base a terra, mentre, al contrario, l'impedenza di uscita è notevolmente più bassa. In entrambi i casi i valori differiscono di un fattore a' (2). Se si fa il caso pratico in cui $a' = 60$, $r_i = 300$ Ω e $R_L = 600$ Ω allora da

$$i_b = \frac{v_i}{r_i} \quad \text{e} \quad v_u = i_c R_L = a' i_b R_L =$$

$= a' R_L v_i / r_i$ si può calcolare il guadagno di tensione:

$$\frac{v_u}{v_i} = \frac{a' R_L}{r_i} = 60 \times \frac{600}{3000} = 12$$

mentre il guadagno di potenza è:

$$a' \times 12 = 720 \quad \text{o} \quad 28{,}5\ \text{dB}$$

cioè leggermente più grande di quello che si può ottenere con il circuito con base a terra.

2.- EFFETTO DELLA TEMPERATURA.

Nelle equazioni usate fino ad ora è sempre stato trascurata l'influenza della corrente di perdita I_{co}.

È perfettamente plausibile fare questo a temperatura ambiente, perchè in queste condizioni I_{co} è trascurabile rispetto alle altre componenti.

Ma poichè la corrente di perdita, I_{co}, è proporzionale a una funzione esponenziale della temperatura, è chiaro che non la si può ignorare a più alte temperature.

Esaminiamo ora questa questione:

2.1. - La corrente di perdita del collettore.

Il valore della corrente di perdita del collettore I_{co} nella equazione [1] va da 5 a 10 μA, mentre I_c assume valori di molti mA. L'effetto di I_{co} è perciò completamente trascurabile, La corrente di perdita del collettore aumenta di un fattore di 2,2 per 10 °C ed è perciò solo a 70° o 80° C che essa raggiunge un valore che è paragonabile con I_c.

Per temperature inferiori a 70 °C quindi il circuito con base a terra non presenta difficoltà, e per esso l'equazione [1] rappresenta una buona approssimazione.

La variazione di I_{co} con la temperatura è data nella seguente tabella:

Temperatura:	20°	30°	40°	50°	60°	70°	80°
Fattore di moltiplicazione:	1×	2,2×	4,8×	10,6×	23,5×	52×	113×

Nel circuito con emettitore a terra l'effetto delle variazioni di temperatura sulla corrente di perdita del collettore è molto più grande. Questo diviene evidente quando esaminiamo l'equazione [4] dopo averci introdotto il fattore a':

$$I_c = (a' + 1)\ I_{co} + a'\, I_b \qquad [4']$$

In questa equazione il fattore $a'+1$, ha, come si è visto, almeno il valore 50. Poichè la corrente di base I_b, nel circuito di fig. 2, è costante a causa dell'alto valore della resistenza R_b in serie, ne segue dall'equazione [4'] che una leggera variazione ΔI_{co} della corrente I_{co} produrrà una variazione ΔI_c nella corrente del collettore data da:

$$\Delta I_c = (a' + 1)\ \Delta I_{co}$$

La componente $(a' + 1)\ I_{co}$ della corrente del collettore nella equazione [4'] può essere anche designata come la corrente apparente di perdita I'_{co}. Con ciò l'equazione [6] prende la forma:

$$\Delta I_c = \Delta I'_{co} \qquad [6']$$

Questa variazione non può essere trascurata neppure a temperature leggermente superiori a quella ambiente.

Le conseguenze di tale variazione possono essere esaminate sulla fig. 3 in cui sono riportate un certo numero di caratteristiche I_c/v_c in corrispondenza di vari valori della corrente di base I_b.

Le caratteristiche a tratto intero sono valide per la temperatura ambiente.

La figura riporta anche una retta di carico corrispondente ad una resistenza esterna di carico $R_L = v_{cm}/I_{cm}$. Il punto di lavoro P è stato scelto in modo che esso si trovi nel mezzo della retta di carico, così la corrente del collettore può variare da circa zero a circa I_{cm}, e la tensione del collettore da circa V_{cm} a circa zero, in modo da avere in uscita la massima potenza ottenibile senza distorsione. Se, per un aumento di temperatura la corrente I_{co} aumenta di una quantità ΔI_{co}, la corrente del collettore I_c aumenterà di $(a + 1)\ \Delta I_{co} = \Delta I'_{co}$ per tutti i valori della corrente di base.

In altre parole l'intera serie di caratteristiche viene spostata verso il basso di tale quantità.

Le caratteristiche spostate sono rappresentate dalle curve tratteggiate di fig. 3. Quanto si è detto implica che anche la corrente di polarizzazione sia aumentata di una quantità $\Delta I'_{co}$, cosicchè il punto di lavoro viene spostato in alto lungo la retta di carico.

Nello stesso tempo la tensione di polarizzazione è diminuita di una corrispondente quantità ΔV_{ci}; quindi, la corrente del collettore, ora può variare, verso l'alto, solo della quantità $\frac{1}{2}\ I_{cm} - \Delta I'_{co}$. Naturalmente ora è possibile una più ampia variazione verso il basso, ma per quello che concerne la distorsione, il fattore limite è la variazione verso l'alto. Un ulteriore aumento di temperatura potrebbe portare alla combinazione in cui $\Delta I'_{co}$ è uguale o anche maggiore di $\frac{1}{2}\ I_{cm}$, e allora la corrente del collettore non avrebbe alcuna possibilità di variare.

L'effetto della corrente di perdita del collettore è praticamente nullo invece per temperature inferiori a quella ambiente, alle quali I'_{co} diviene del tutto trascurabile, e non ha quindi alcuna influenza sull'equilibrio del circuito.

Come abbiamo visto il circuito con emettitore a terra è molto più sensibile agli aumenti di temperatura di quello con base a terra, ma i vantaggi del primo per es. assenza di trasformatori di adattamento e il fatto che basta una sola sorgente di tensione, giustificano la ricerca di metodi di stabilizzazione, metodi che ora saranno illustrati.

3. - METODI DI STABILIZZAZIONE DEL PUNTO DI LAVORO

Per rendere possibile l'uso di transistori al germanio, anche a temperature relativamente alte occorre applicare sistemi di stabilizzazione, mediante i quali il punto di lavoro sia reso indipendente dalla variazione di temperatura. I migliori risultati si sono ottenuti con la reazione negativa in corrente continua, poichè essa agisce automaticamente ed è indipendente dai parametri del transistore. È possibile usare circuiti di compensazione in cui le variazioni di un transistore sono bilanciate dalle variazioni di un secondo transistore, ma tali sistemi non sono indipendenti dalle particolari caratteristiche del transistore. Gli stessi inconvenienti si hanno con elementi che dipendono dalla temperatura come i diodi o le resistenze NTC (resistenze con gradiente di temperatura negativo, o termistori).

Fig. 3 - Serie di caratteristiche I_c - V_c e per vari valori della corrente di base I_b. Le linee a tratto intero valgono per temperatura ambiente, le linee tratteggiate per temperatura più alta. Il punto di lavoro P è segnato sulla linea di carico.

3.1. - Grado di stabilizzazione.

Per prima cosa è conveniente definire cosa si intenda per grado di stabilizzazione. Per fare ciò bisogna tenere presente che la cosa più importante è quella di mantenere il punto di lavoro il più possibile al centro del campo di lavoro. Nel presentare la fig. 3 del paragrafo 2.1., si è osservato che la corrente del collettore può variare da circa zero a circa I_{cm}. Se si esamina però l'equazione [1], si vede che la corrente del collettore non può mai raggiungere il valore zero, poichè vi è il termine costante I_{co}, a meno che il termine aI_e non diventi negativo.

Ma, a causa dell'effetto di blocco della giunzione emettitore-base, I_e non può mai essere inferiore a zero e quindi I_c non può essere mai inferiore a I_{co}.

(*) CRAMWINCKEL, A., Transistor Operating Point Stabilization, *Philips Telecommunication Review*, gennaio 1957, XVII, 3, pag. 100.

La corrente I_{co} costituisce quindi il limite inferiore del campo di variazione della corrente del collettore, ed essa varia con la temperatura. Anche il limite superiore, costituito da I_{cm} varia con la temperatura, ma le sue variazioni sono così piccole che, rispetto a quelle di I_{co}, possono essere trascurate.

La variazione della corrente del collettore che deve essere compensata è $\Delta I_c = (\alpha' + 1)\ \Delta I_{co}$.

Ma si deve anche tenere conto che, con l'aumento di temperatura il campo di variazione della corrente del collet-

I transistori al silicio perciò sono la migliore soluzione per lavorare ad alte temperature. La loro fabbricazione però presenta delle difficoltà e quindi essi non si possono ottenere nella quantità e nella varietà di tipi dei transistori al germanio, e inoltre alcune delle loro caratteristiche particolari non sono ancora state sufficentemente studiate, come invece è stato fatto per i transistori al germanio.

3.3. - Principio della stabilizzazione.

È già stato osservato nel paragrafo 3 che la migliore stabilizzazione si

Poichè R_b è grande rispetto a R_c, e deve essere circa eguale a $\alpha' R_c$ se si vuole ottenere la massima escursione, si vede dalla [10] che con questo metodo la variazione primitiva non può essere ridotta che della metà, il che è generalmente insufficiente. Questo circuito ha inoltre lo svantaggio che la reazione negativa applicata agisce anche sulla corrente alternata, e quindi il guadagno viene ridotto. Questo sistema è, per questi motivi, poco usato.

Se invece, come nella fig. 5, si inserisce una resistenza R_e sull'emettitore e se si assume che $R_b \gg R_e$

Fig. 4 - Metodo di stabilizzazione di un amplificatore con emettitore a terra. Questo metodo utilizza la diminuzione della tensione di collettore, provocata da un aumento della corrente nel collettore.

Fig. 5 - Stabilizzazione di un amplificatore con emettitore a terra, mediante una resistenza sull'emettitore.

Fig. 6 - Stabilizzazione di un amplificatore con emettitore a terra, per confronto fra tensione di base e di emettitore.

tore è stato ridotto di ΔI_{co} e che quindi il centro di tale campo è stato spostato di $\frac{1}{2}\ \Delta I_{co}$. Per portare nuovamente il punto di lavoro, si deve applicare una compensazione:

$$(\alpha'+1)\ \Delta I_{co} - \tfrac{1}{2}\ \Delta I_{co} = (\alpha'+\tfrac{1}{2})\ \Delta I_{co}$$

3.2. - Limite di stabilizzazione.

Alla temperatura di 80 °C e oltre, l'aumento della corrente del collettore è tale che essa assume valori che sono dello stesso ordine di grandezza della corrente di polarizzazione I_{ci} di fig. 3, in tali condizioni, malgrado la stabilizzazione, il campo di lavoro è ridotto notevolmente.

Inoltre I_{co} diventa così grande che la sua dissipazione provoca un aumento di temperatura tale da provocare instabilità; d'altra parte si può rimediare alla instabilità aumentando la resistenza di carico e cioè riducendo la corrente del collettore ma questo a sua volta porterebbe a una diminuzione della massima escursione.

Tutti questi fattori pongono un limite di temperatura entro cui possono essere usati transistori a giunzione. A temperature più alte bisogna rinunciare ad usare transistori al germanio e ricorrere a transistori al silicio. Oltre al fatto che il silicio resiste a più alte temperature che il germanio, i transistori al silicio hanno la corrente I_{co} che è 10^0 volte più piccola di quelli al germanio, a temperatura ambiente, e quindi, benchè essi abbiano un coefficente di temperatura leggermente più grande (circa 3 in confronto a circa 2,2), la corrente I_{co} non assume valori significativi se non a 150 °C.

ottiene con la reazione negativa c.c. Una variazione della corrente del collettore causata da una variazione di temperatura deve essere controbilanciata dalla reazione negativa in misura eguale alla variazione che si avrebbe nel circuito non stabilizzato, misura che è definita dalla espressione [7]. Consideriamo il circuito di fig. 2, la variazione della corrente del collettore in questo circuito è data dalle equazioni [6] e [6']. Bisogna anche notare che quando la corrente del collettore varia di ΔI_c, la tensione fra emettitore e collettore, a causa della resistenza in serie R_c, varia di una quantità:

$$V_{ce} = -\Delta I_c R_e = -\Delta I'_{co} R_c = -(\alpha' + 1)\ \Delta I_{co} R_c \qquad [8]$$

È possibile utilizzare la variazione di V_{ce} connettendo la resistenza R_b invece che alla batteria al collettore, come è mostrato nella fig. 4. Se V_{ce} diminuisce, in accordo alla espressione [8], quando la corrente del collettore aumenta, la tensione fra base ed emettitore diminuisce e quindi diminuisce anche la corrente di base I_b.

Questa a sua volta fa diminuire la corrente del collettore. Se si assume che $\alpha' \gg 1$, $V_{be} \ll V_{ce}$ e $R_b \gg R_c$, l'espressione [4'] può essere scritta:

$$I_c = \frac{I'_{co}\ R_b}{R_b + \alpha' R_c} + \frac{\alpha'\ V_a}{R_b + \alpha' R_c} \qquad [9]$$

La variazione di I_c ora diviene:

$$\Delta I_c = \frac{\Delta I'_{co}\ R_b}{R_b + \alpha' R_c} \qquad [10]$$

$V_{be} \ll V_{ce}$ e $\alpha' \gg 1$, si può scrivere:

$$I_c = \frac{I'_{co}\ R_b}{R_b + \alpha' R_e} + \frac{\alpha'\ V_a}{R_b + \alpha' R_e} \qquad [11]$$

e quindi la variazione di I_c diventa:

$$\Delta I_c = \frac{\Delta I'_{co}\ R_b}{R_b + \alpha' R_e} \qquad [12]$$

Poichè in pratica vi è un limite nel valore di R_e, il grado di stabilizzazione ottenuto con questo metodo è circa lo stesso di quello ottenuto con il metodo precedente, però questo ha il vantaggio che si può evitare l'effetto sulla corrente alternata bypassando R_e con un condensatore C di alto valore.

Risultati migliori sono ottenuti con il circuito di figura 6, in esso la corrente I_c è data dalla espressione:

$$I_c = \frac{I'_{co}\ (K + 1)}{K\alpha'} + \frac{V_a}{KR_b} \qquad [13]$$

dove:

$$K = \frac{R_e\ (R_b + R_p)}{R_b\ R_p} \qquad [14]$$

L'equazione [13] è valida per $\alpha' \gg 1$, $V_{be} \ll V_{ce}$ e $K \gg 1$. Per la variazione di I_c, si ha:

$$\Delta I_c = \frac{\Delta I'_{co}\ (K+1)}{K\alpha'} \simeq \frac{\Delta I_{co}\ (K+1)}{K}$$

Quando $K = 1$ la variazione primitiva è ridotta di un fattore $\frac{1}{2}\ \alpha'$, cosicchè si è ottenuto un grado di stabilizzazione più alto che negli altri casi. La variazione di I_c è ora solo due volte più grande che nel caso di un circuito con base a terra. Aumentando il fattore K, il che si può ottenere riducendo le resistenze R_b e R_p o aumentando la resistenza R_e, si può guadagnare ancora un fattore di circa 2. Ma entrambi questi procedimenti presentano degli inconvenienti: la riduzione di R_b e di R_p non solo fa aumentare il consumo della batteria, ma fa anche diminuire il guadagno in c.a., perchè parte della corrente alternata di ingresso viene bypassata dal parallelo di R_b e R_p; aumentando invece R_e si ha una diminuzione della tensione c.c. utilizzabile fra collettore ed emettitore.

Per queste ragioni il fattore K in pratica viene scelto approssimativamente eguale ad 1, anche perchè in generale una stabilizzazione con un fattore $\frac{1}{2}\ \alpha'$ è sufficente.

Se la tensione della batteria è abbastanza grande, per un corretto funzionamento del circuito R_b deve essere scelto grande rispetto a R_p, e in questo caso si deve avere $R_b \simeq R_e$ per avere $K = 1$.

Poichè, in accordo con le caratteristiche del transistore, la tensione c.c. V_{be} fra base ed emettitore è sempre piccola rispetto alla tensione c.c. V_{ce} fra collettore ed emettitore e rispetto alla tensione ai capi della resistenza di polarizzazione, la caduta ai capi di R_p è approssimativamente eguale a quella ai capi di R_e, il che vuol dire che la corrente attraverso R_p è circa eguale a quella attraverso R_c. Il consumo di batteria con questo circuito stabilizzato è perciò circa il doppio di quello con il circuito non stabilizzato.

La tensione V_{be}, fra base ed emettitore, è trascurabile rispetto alle altre tensioni in giuoco, solo se R_e è sufficentemente grande, cioè circa 1000 Ω.

Se R_e è molto più piccolo di tale valore le variazioni di V_{be}, che è sensibilissima alle variazioni di temperatura (V_{be} diminuisce quando la temperatura aumenta e può anche diventare positiva) hanno un effetto dannoso sulla stabilizzazione del circuito. Questo effetto tuttavia può essere ignorato se R_e è abbastanza grande.

Si può anche scegliere un alto valore per R_p, e ciò ha un effetto favorevole sul guadagno in c.a.

Questo sistema di stabilizzazione quindi da buoni risultati, anche se si ha un maggior consumo di batteria e una certa diminuzione del guadagno; ma se tuttavia si scelgono valori opportuni di R_b e R_p, anche in relazione all'impedenza di ingresso del transistore, la diminuzione del guadagno è solo di 4 o 5 dB, il che è del tutto accettabile.

4. - BIBLIOGRAFIA.

1) CRAMWINCKEL A., Brief review of the phisical and electrical properties of the transistor, *Comm. News* XVI, 84, 1956.
2) WALLACE, R. L. e PIETENPOL, W. J., Some circuit properties and applications of n-p-n transistors, *Proc. IRE*, 39, 753, 1951.

(dott. ing. Idalgo Macchiarini)

Alimentatore Stabilizzato per 500 W*

Tensione regolabile con continuità tra 800 e 1000 V, erogazione massima 500 mA, stabilizzazione contenuta entro il ± 2 % per variazioni di rete di ± 15 % e per variazioni di carico di ± 100 %.

1. - INTRODUZIONE.

La maggior parte degli apparecchi utilizzati in fisica sperimentale necessitano per il loro funzionamento corretto di sorgenti di alimentazione avente un'ottima stabilità. La variazione di tensione d'alimentazione nel corso di una misura può in effetti tradursi in errori non trascurabili. La grandezza della tensione di alimentazione è fissata dalle caratteristiche degli apparecchi che vengono utilizzati; essa generalmente deve essere regolabile in misura assai larga. In quanto al valore ammesso per le fluttazioni di questa tensione, sia in funzione di variazioni della sorgente principale (rete di distribuzione), sia in funzione del consumo assorbito dall'apparecchio utilizzatore, viene a fissare il limite degli errori tollerabili.

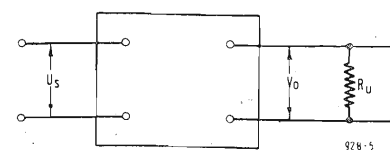



Fig. 1 - Schema a blocchi di una alimentazione. Il carico utle, rappresentato da R_u è alimentato dalla tensione V_o. La tensione della sorgente di alimentazione (ad es. una rete a 50 Hz) è indicata con U_s.

2. - GENERALITÀ.

Qualunque sia il dispositivo di alimentazione utilizzato (stabilizzato o no)

$$\frac{d\ V_o}{V_o} = \left[\frac{\partial\ V_o}{\partial\ U_s}\right] \cdot \frac{U_s}{V_o} \cdot \frac{d\ U_s}{U_s} + \left[\frac{\partial\ V_o}{\partial\ R_u}\right] \cdot \frac{R_u}{V_o} \cdot \frac{d\ R_u}{R_u}\ ;$$

l'insieme può essere rappresentato molto schematicamente dalla fig. 1. La tensione della sorgente rappresentata da U_s (rete a 50 Hz per esempio), R_u rappresenta la resistenza equivalente dell'utilizzatore e V_o la tensione ai morsetti dell'utilizzatore. Generalmente il valore di V_o per un dato montaggio dipende da U_s e da R_u, queste due ultime grandezze possono d'altra parte variare indipendentemente l'una dall'altra. Si ha quindi: $V_o = f(U_s\ ;\ R_u)$ la variazione di V_o in funzione delle possibili variazioni di U_s e di R_u può essere rappresentata dalla differenza totale:

$$dV_o = \left[\frac{\partial\ V_o}{\partial\ U_s}\right] dU_s + \left[\frac{\partial\ V_o}{\partial\ R_u}\right]\ dR_u\ ;$$

espressione che può scriversi sotto la forma dell'uguaglianza:

che fissano la relazione esistente fra la variazione relativa $d\ V_o/V_o$ della tensione di utilizzazione e le variazioni relative $d\ U_s/U_s$ della tensione della sorgente e $d\ R_u/R_u$ del carico.

I coefficienti:

$$S_1 = \frac{1}{\left[\frac{\partial\ V_o}{\partial\ U_s}\right] \cdot \frac{U_s}{V_o}}\ ;$$

(*) YANCO, M., Alimentation Stabilisée 500 W, *Electronique Industrielle*, marzo-aprile 1957, 13, pag. 32.

e

$$S_2 = \frac{1}{\left[\frac{\partial V_o}{\partial R_u}\right] \cdot \frac{R_u}{V_o}};$$

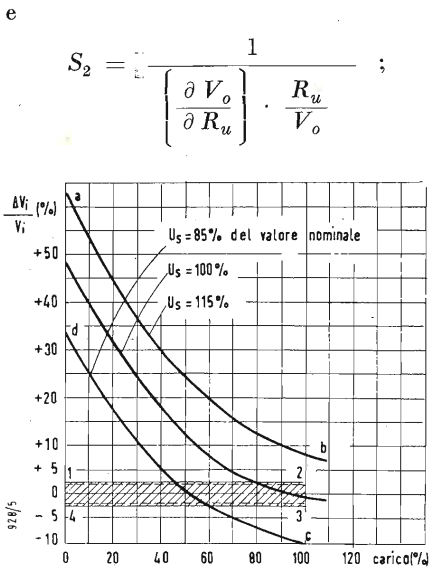



Fig. 2 - Percentuale di variazione della tensione all'uscita di un raddrizzatore in funzione della variazione di carico. Le curve sono tracciate per diversi valori della tensione di alimentazione.

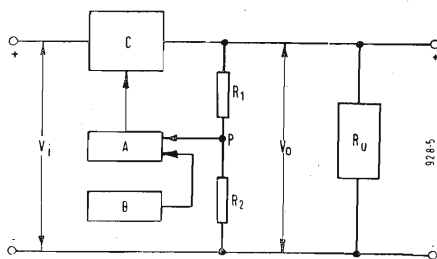



Fig. 3 - Schema a blocchi di un circuito di stabilizzazione. V_i = tensione raddrizzata non stabilizzata; V_o = tensione stabilizzata; B = elemento di riferimento; A = amplificatore; C = elemento di regolazione.

definiscono le caratteristiche di stabilizzazione dell'alimentazione considerata.

Allorchè le esigenze imposte dalla stabilità di funzionamento della alimentazione saranno tanto più severe quanto più i coefficienti S_1 ed S_2 dovranno essere grandi. Viene descritto appresso in linea generale la realizzazione di una alimentazione stabilizzata capace di erogare una potenza utile di 0,5 kW e avente le seguenti caratteristiche:

1) tensione di alimentazione progressivamente regolabile fra 800 e 1000 V (corrente continua);

2) corrente erogata: 0,5 A.

3) tensione di utilizzazione stabilizzata entro una percentuale uguale o minore del più o meno 2 % per delle variazioni simultanee di:

a) più o meno 15 % della tensione di rete;

b) più 0 e meno 100 % della corrente erogata.

Per meglio presentare ai lettori le condizioni poste al funzionamento di questo apparecchio sono state riprodotte in fig. 2 le curve di variazione della tensione di uscita V_1 di una alimentazione non stabilizzata di ugual potenza in funzione delle variazioni del carico. Queste curve sono state tracciate per tre valori di tensioni di rete d'alimentazione: nominale, più il 15 % e nominale meno il 15 %. Le variazioni sono espresse in centesimi del valore medio corrispondente al pieno carico e la rete considerata nel valore nominale. Seguendo le variazioni del carico e della tensione di rete il punto di funzionamento di un tale alimentatore si sposta nell'interno della zona segnata con *a b c d*. Se ci si riporta alle specifiche precedentemente enunciate, gli spostamenti nel punto di funzionamento dovranno essere limitati alla zona 1, 2, 3, e 4. L'azione del dispositivo di stabilizzazione deve dunque produrre una compressione notevole della zona d'evoluzione del punto di funzionamento.

3. - PRINCIPIO DELLA STABILIZZAZIONE.

Lo schema a blocchi scelto per questa realizzazione per la parte di regolazione di questa alimentazione è riprodotto nella fig. 3. È del tipo a regolazione serie, la resistenza interna variabile dell'elemento « C » si trova in serie con la resistenza R_u che rappresenta l'utilizzatore. Una frazione della tensione di uscita prelevata dal punto P, è confrontata con una tensione di riferimento fornita dall'elemento B. Lo scarto fra queste due tensioni (tensione di errore), comanda il funzionamento dell'amplificatore « A » il quale a sua volta agisce sull'elemento regolatore « C » frapposto fra la sorgente della tensione non stabilizzata V_1 e i morsetti di utilizzazione. In questo modo, il valore della tensione di errore è sempre mantenuto prossimo a zero. Si può quindi dire che l'azione della regolazione si traduce a causa del mantenimento di una uguaglianza fra la tensione di riferimento e la tensione del punto P. Sia V_b il valore della tensione di riferimento. Si avrà sempre:

$$V_o = V_b \left\{ \frac{R_1 + R_2}{R_1} \right\}$$

da cui si potranno trarre due conclusioni:

1) per un rapporto R_1/R_2 dato, V_o è mantenuto invariabile (effetto di stabilizzazione);

2) facendo variare il rapporto R_1 diviso R_2 si può molto facilmente far variare il valore di V_o. Nell'apparecchio descritto (fig. 4), il compito di elemento regolatore è affidato alla resistenza interna di un raggruppamento di tubi di tipo EL38 collegati in parallelo (L_1). Le griglie di questi tubi sono collegate direttamente alla placca di un pentodo (L_2) che fornisce l'amplificazione necessaria del segnale di errore. L'elemento che fornisce la tensione di riferimento è costituito da un gruppo di tubi stabilizzatori di tensione che fissa il potenziale del catodo del pentodo amplificatore. È evidente che in questo modo la regolazione che preleva il segnale di controllo a partire dalla tensione di uscita, implica necessariamente l'esistenza della tensione di utilizzazione. La stabilizzazione ottenuta non è dunque teoricamente mai perfetta, all'incontro, la regolazione controbilancia altrettanto bene gli effetti di variazione della tensione di rete che si producono per via delle variazioni di assorbimento determinate dall'utilizzatore. Come in tutti i dispositivi autoregolati il circuito di regolazione deve essere dimensionato in maniera tale da evitare fenomeni di pendolazione. Nella realizzazione qui descritta non si sono dovuti lamentare fenomeni del genere.

Fig. 4 - Schema completo dell'alimentazione e del circuito di regolazione adottato.

4. - CALCOLO DEI COEFFICENTI DI STABILIZZAZIONE.

Lo studio matematico dettagliato dei circuiti permette di calcolare il valore dei coefficienti di stabilizzazione precedentemente definiti. Ci si riferisca alle indicazioni riportate sulla fig. 4 e si ponga con R la resistenza equivalente risultante dal parallelo della resistenza di utilizzazione R_u e della catena potenziometrica R_1 - R_2, il cui assorbimento non è sempre trascurabile. Venga inoltre designato con ΔV_1 e con ΔV_o le variazioni di tensione all'ingresso e all'uscita del dispositivo di stabilizzazione. La soluzione di questo calcolo da il seguente risultato:

$$\frac{\Delta V_1}{\Delta V_o} = \frac{1}{R \cdot (R_a + \varrho_1)} \times$$

$$\times \; [(R+\varrho_2)\,(R_a+\varrho_1) + R \cdot R_a \mu_1 \mu_2 \, P];$$

dove i termini μ_1, μ_2 e ϱ_1, ϱ_2 sono i coefficienti di amplificazione e le resistenze interne dei tubi L_1 e L_2; P è definito da:

$$P = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

operando qualche approssimazione questa espressione può scriversi sotto la formula semplificata:

$$\frac{\Delta V_1}{\Delta V_o} = P \mu_2 \cdot Kd_1 ;$$

dove Kd designa il coefficiente di amplificazione dinamico del tubo L_1. Si trova ugualmente:

$$\frac{\Delta V_o}{\Delta R} = \frac{V_o\,(R + \varrho_2)}{R^2 \mu_2 P \, Kd_1}$$

i coefficienti:

$$\frac{\Delta V_1}{\Delta V_o} \quad \text{e} \quad \frac{\Delta V_o}{\Delta R}$$

caratterizzano l'effetto di regolazione ottenuto. Essi se riferiscono ben inteso soltanto alla parte continua non comandata e quella continua regolata dell'alimentazione.

Per calcolare i coefficienti S_1 e S_2 definiti all'inizio di questo articolo e che caratterizzano tutto il funzionamento dell'intera apparecchiatura bisogna tener conto della legge che lega le variazioni ΔV_1 a quelle ΔU_s della rete, legge indicata dalla fig. 2. In più degli elementi essenziali indicati sullo schema di fig. 4. L'apparecchio completo comporta una serie di teleruttori e relè di sicurezza. La fig. 5 indica l'aspetto generale dell'assieme completo.

Tensione rete in % del valore nominale	100 % $\frac{\Delta U_s}{U_s} = 0$		115 % $\frac{\Delta U_s}{U_s} = + 15\%$		85 % $\frac{\Delta U_s}{U_s} = - 15\%$	
Corrente in mA	500	0	500	0	500	0
ΔV_o (variazioni in volt della tensione di uscita	0	+12	—20	+3	+18	+20
Scarto in %	0%	+ 1,2 %	— 2 %	+ 0,3 %	+ 1,8 %	+2%

5. - RISULTATI OTTENUTI.

Le prove di questa apparecchiatura sono state effettuate nella maniera seguente: la tensione U_s della rete è stata portata al valore nominale (100 %), è stata regolata la tensione V_o a 1000 V per una erogazione di corrente pari a 0,5 A, nell'utilizzazione. Si è fatto variare quindi la tensione della rete del più o meno 15 %. Simultaneamente è stata fatta variare la corrente erogata fra un valore massimo di 0,5 A ed un valore zero, vale a dire a vuoto. I risultati conseguiti sono indicati nella tabella qui riportata dove si nota che la variazione della tensione di uscita non sorpassa mai i limiti imposti di più o meno 2 % del suo valore nominale.

(Raoul Biancheri)

Memorie per Calcolatrici con Diodi a Gas*

I CONTATORI numerici richiedono delle « memorie » a due stati stabili: (aperto) e (chiuso) che nel codice numerico binario corrispondono a zero-uno. Sono adoperati largamente a tal fine dei circuiti flip-flop e dei nuclei magnetici.

1. - MEMORIA A UN DIODO.

Il diodo a gas, a catodo freddo, è un componente molto interessante per le calcolatrici. Richiede poca potenza, può momentaneamente tollerare grandi voltaggi, è piccolo, leggero, non si scalda, è poco costoso ed ha una vita normale di oltre 10.000 ore. Si presta inoltre ad essere collegato a uscite fotoelettriche ed elettriche con entrambe le polarità. Tuttavia quattro inconvenienti hanno impedito fino ad oggi il diffondersi del suo uso.

1) Soltanto una delle sue caratteristiche, il massimo voltaggio di accensione, è controllata;

2) le caratteristiche di ciascun individuo variano con l'uso;

3) il tempo di ionizzazione limita la velocità di lavoro;

4) è necessario un circuito chiuso per mantenere la ionizzazione.

(*) HOLD, A.W. e FRIEDMAN, D.C., Summary Technical Report 1918, *Nat. Bureau of Standards*.

Il National Bureau of Standards, ha sviluppato diversi circuiti memoria a diodi a gas, con innesco e deionizzazione rapidi. I circuiti, impiegando questi diodi, possono raggiungere il costo di 10 cents per unità, paragonati al costo attuale di un dollaro per unità per i circuiti memoria tradizionali.

L'unità base del circuito a diodo è semplicemente un diodo a gas, in serie con due resistori. La corrente viene fornita al punto A (v. fig. 1). Basta collegare i punti B e C a un flip-flop, a una griglia, ecc. per far funzionare il circuito come memoria. Il principio basilare è che il potenziale di accensione di un diodo a gas è più alto del potenziale di tenuta. Di conseguenza se un voltaggio superiore al potenziale di tenuta, ma inferiore al potenziale di accensione, è applicato ad A, il diodo non si accende; B è allora al potenziale di A; C è a potenziale di massa; la valvola è allo stato *zero* in codice binario (come detto al principio). L'applicazione di un potenziale istantaneo positivo in A o in B — o di un potenziale negativo in C — accenderà la valvola, ponendola in stato *uno* del codice binario. Lo svantaggio di questo circuito è che si deve interrompere il potenziale di tenuta per

deionizzare la valvola, ed è difficile realizzare l'accesso ad una unità senza disturbare le altre. Questa difficoltà di accesso è stata affrontata cambiando l'unità statica in una unità dinamica e cioè applicando in A un impulso di 5 microsecondi a 100 volt ogni 100 microsecondi, anzichè il potenziale continuo di tenuta. Quest'impulso non riesce ad accendere una valvola in stato *zero*, invece ri-ionizzerà una valvola in stato *uno*. Per scrivere un *uno* è necessario applicare

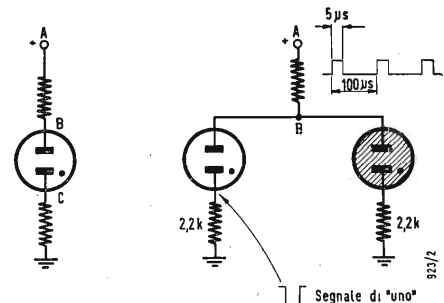



Fig. 1 - Unità base del circuito a diodo.

Fig. 2 - Unità a doppio diodo.

un impulso positivo in B ed un impulso negativo in C, simultaneamente. Dato che le due condizioni si verificano soltanto all'intersezione delle sbarre selezionate, soltanto le unità desiderate vengono trasferite in stato *uno*. Notare che *uno* è immagazzinato soltanto se una valvola è stata accesa entro gli ultimi 100 microsecondi.

Questo circuito è una memoria a senso unico; l'informazione deve essere cancellata prima che una nuova informazione possa esservi scritta.

2. - MEMORIA A DUE DIODI.

Una seconda innovazione è stata fatta per procurare una alta velocità di scrittura nelle due direzioni, usando una unità a doppio diodo (v. fig. 2).

Il voltaggio applicato in A è superiore al potenziale di accensione, di conseguenza un diodo sarà sempre passante. Per scrivere la cifra opposta, il potenziale del catodo della valvola non passante è abbassato da un impulso negativo di lavoro che causa l'accensione. Ciò provoca la caduta del punto B quasi a potenziale di massa (anche dopo che l'impulso negativo è cessato) di modo che il diodo che era passante incomincia a deionizzarsi. Alla fine dell'impulso di lavoro, tutta la corrente passa attraverso la valvola ora «chiusa» e l'altra rimane aperta. Dato che il sistema è simmetrico, è possibile la registrazione rapida tanto dell'*uno* quanto dello *zero*.

Il passaggio dell'uno alla zero e viceversa avviene in 5 microsecondi.

(*dott. ing. Piero Nucci*)

Alimentatore Stabilizzato con Tubo e Transistore*

IN un alimentatore stabilizzato sono normalmente impiegati, oltre al puro raddrizzatore, un tubo regolatore in serie, un tubo amplificatore destinato al pilotaggio del precedente, ed un tubo a gas come sorgente della tensione di riferimenti.

Si può pensare di sostituire al tubo amplificatore uno stadio a transistore. Lo scopo di questo stadio è di confrontare la tensione in uscita, ovvero una frazione di essa, con una tensione di riferimento.

Secondo lo schema riportato in fig. 1, una differenza fra queste due tensioni provoca una alterazione della corrente di base esistente in condizioni di equilibrio, e quindi una variazione della corrente di collettore e della tensione di controllo applicata alla griglia del tubo regolatore.

L'amplificazione dello stadio $\dfrac{\Delta V_c}{V - V_o}$

risulta molto elevata: si impiega infatti, data la piccola corrente di lavoro, una resistenza di collettore molto elevata, di 0,5 MΩ.

La tensione amplificata è applicata alla griglia del tubo regolatore attraverso una resistenza di protezione di 0,1 MΩ.

Un condensatore da 33.000 pF, che praticamente restringe la banda dello stadio amplificatore, impedisce che, per qualche condizione di lavoro, il circuito divenga, ovvero entri in oscillazione.

La tensione stabilizzata che si ricava all'uscita ha un valore praticamente uguale alla tensione di riferimento applicata all'emettitore attraverso il potenziometro da 20 kΩ. È infatti trascurabile la caduta di tensione fra emettitore e base.

Immaginiamo che all'uscita venga ad un certo momento applicato un carico rilevante. La tensione di uscita avrebbe la tendenza a cadere. Ma mentre ciò comincia ad avvenire, la base assume un potenziale via via più negativo rispetto all'emettitore.

Ciò provoca un aumento della corrente di collettore, che fluisce nella resistenza da 0,5 MΩ.

La tensione sulla griglia del tubo regolatore si sposta quindi verso tensioni più positive, il tubo stesso diminuisce la sua resistenza interna e permette il passaggio della maggior corrente richiesta dal carico con una caduta di tensione che resta più o meno costante.

Nello stesso modo sono anche corrette le variazioni di tensione esistente sulla rete di distribuzione. Nel caso di abbassamenti di tensione la stabilizzazione avviene fintanto che il tubo a gas rimane stabilmente innescato.

Il tubo a gas 85A2 è particolarmente studiato per essere usato quale sorgente di tensione di riferimento, dove sovente un tempo si impiegava una pila a secco ovvero una piccola batteria di accumulatori.

Al fine di ottenere una buona costanza anche a lungo termine della tensione di scarica del tubo 85A2, si ha l'interesse di fare lavorare questo ultimo con una corrente di lavoro la più ridotta, compatibilmente con una stabile accensione.

Per stabilizzare una tensione più elevata si farà uso di un altro tubo a gas con più elevata tensione di scarica, ed eventualmente di un trasformatore di alimentazione a più alta tensione di uscita.

Fig. 1 - Alimentatore stabilizzato.

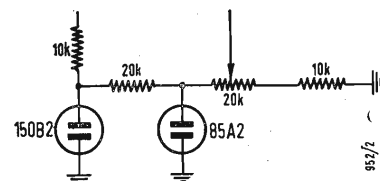



Fig. 2 - Sorgente modificata della tensione di riferimento.

Una indipendenza ancora maggiore dalle variazioni di tensione della rete può essere ottenuta se si sostituisce al semplice tubo 85A2 un circuito comprendente una doppia stabilizzazione, come è indicato in fig. 2. La 85A2 è alimentata cioè ad una tensione approssimativamente costante fornita da una 150B2.

Nello schema indicato era possibile variare la tensione di uscita fra 40 ed 80 volt. Ad un valore prefissato, variando il carico da zero a 100 mA, la tensione di uscita variava di circa 0,3 V.

Nel caso di erogazione a pieno carico (100 mA), variazioni della rete di ± 10 % provocano una variazione della tensione di uscita di circa ± 0,2 V

La tensione di uscita risulta anche indipendentemente dalla temperatura, in quanto non dipende quasi affatto dalle caratteristiche del transistore, ma solo dalla tensione di referenza.

Variazioni di caratteristiche del transistore si ripercuotono piuttosto sulla sensibilità del sistema e sull'estensione dell'intervallo regolato.

In vista di assicurare l'innesco del tubo a gas, è opportuno prevedere un interruttore posto sull'uscita. In tal modo è possibile l'avviamento dello stabilizzatore a vuoto, e solo quando esso funziona, il carico viene collegato.

(*dott. ing. Gustavo Kuhn*)

(*) *Radio Mentor*, maggio 1957, 5.

Borse di studio per l'elettronica e la radiotecnica

Domenica 9 giugno, con simpatica cerimonia, alla presenza di rappresentanti di Enti e Industrie, di insegnanti, di allievi e di famiglie, ha avuto luogo presso l'Istituto Radiotecnico in Via Circo 4, la distribuzione di 33 borse di studio per l'importo complessivo di L. 1.695.000, elargite da Enti ed Industrie a titolo di incoraggiamento agli studi elettronici e radiotecnici. La Commissione per l'assegnazione delle borse di studio aveva stabilito di convertirle in altrettanti libretti di risparmio.

Dopo aver vivamente ringraziato gli Enti e gli Industriali offerenti, il Presidente del Radiotecnico, passati in rassegna i perfezionamenti apportati nel 1956-57 al metodo sperimentale didattico che costituisce la precipua caratteristica dell'Istituto, ha segnalato le direttive di perfezionamento per l'avvenire.

Dopo un caldo elogio ai giovani intelligenti e volonterosi, ma privi di mezzi di fortuna che, frequentando i corsi serali, compiono incredibili sacrifizi per elevarsi sino ai vertici della tecnica, il Presidente del Radiotecnico ha comunicato che l'intiero ciclo novennale di studi elettronici sarà presto una realtà poichè, ai sette anni ora esistenti, ne verranno aggiunti altri due di spinta specializzazione nei tre grandi rami dell'automazione, dell'elettronica nucleare e delle telecomunicazioni. I primi cinque anni, tanto serali quanto diurni; gli ultimi quattro serali. L'importo complessivo dei 33 libretti di risparmio era di L. 1.695.000: due (complessive lire 200.000) offerti dalla Cassa di Risparmio delle Provincie Lombarde; otto (L. 400.000) dalla Fiera Campionaria di Milano; una (L. 30.000) dalla Banca Popolare di Milano; quattro (lire 125.000, una borsa da L. 50.000 non assegnata, passata all'anno 1957-58) dall'IBM-Italia; quattro (L. 170.000) dalla Olivetti-Bull; una (L. 100.000) dalla Pirelli; tre (L. 160.000) dalla RAI - Radiotelevisione Italiana; una (lire 30 mila) dalla Lesa; una (L. 60.000) dalla FIAR; otto (L. 420.000) dall'Ing. Beltrami.

Per elettronica stanno ora per essere iniziati i corsi sottoindicati:

1) Con inizio 7 ottobre: corso quinquennale diurno o serale per ottenimento del titolo statale di perito elettronico, per licenziati di scuola media o di avviamento professionale.

2) Con inizio 9 luglio: corso serale biennale pel conseguimento di attestato statale di perfezionamento di elettronica per periti industriali (radiotecnici, elettronici, meccanici), per dottori in fisica o chimica e per ingegneri.

3) Con inizio 17 ottobre: corso serale annuale di preparazione all'esame di ammissione per chi è in possesso di maturità classica o scientifica, oppure di abilitazione tecnica o magistrale.

4) Con inizio 17 ottobre: corso serale di elettronica industriale, sezione professionale, della durata di due semestri scolastici, per elettrotecnici.

Nei corsi sopraccennati vengono trattati i seguenti argomenti:

Televisione - Telefonia elettronica - Radiotecnica - Radar - Servomeccanismi elettronici per tutte le industrie - Saldatrici elettroniche e macchine utensili a programma elettronico - Ultrasuoni - Microscopia elettronica - Misure elettroniche industriali - Elettronica e tecnologie elettroniche nucleari - Tecnologie elettroniche varie - Macchine calcolatrici e cervelli elettronici.

(*r.b.*)

Da questo mese di Luglio anche il prezzo dell'abbonamento sarà adeguato al prezzo di copertina: e cioè, per l'interno 1 anno **L. 3500** + 70 i.g.e. per l'estero invariato **L. 5000** + 100 i.g.e.

Circuiti Elementari a Transistori

(*segue da pag. 319*)

La modulazione può essere effettuata direttamente a mezzo di un microfono a cristallo collegato ai morsetti o meglio attraverso uno stadio amplificatore a bassa frequenza a transistore.

Per ora la frequenza massima di questi ricevitori e trasmettitore è limitata a pochi megacicli dalle caratteristiche dei transistori a giunzione per alta frequenza fino ad ora disponibili sul mercato.

Speriamo comunque di ritrovarci presto su queste pagine per esaminare dei circuiti operanti in frequenze più interessanti per il radioamatore.

Ben presto infatti dovrebbe essere disponibile un transistore RCA di nuova concezione.

Si tratta del tipo 2 N 247, a capacità particolarmente ridotta, circa 1,7 pF fra base e collettore e previsto in modo speciale per funzionare quale amplificatore a frequenza intermedia di 10,7 MHz, in apparecchi per modulazione di frequenza.

La frequenza massima di oscillazione sarebbe ben più elevata, e precisamente di 132 MHz.

5. - APPENDICE.

Nella tabella I sono riportate le equivalenze fra transistori di differenti marche, come pure fra diodi al germanio (pag. 319).

Alcune caratteristiche di transistori sono riportate dalla tabella II. Esse sono state estratte da una pubblicazione della Ditta INTERMETALL di Düsseldorf.

*

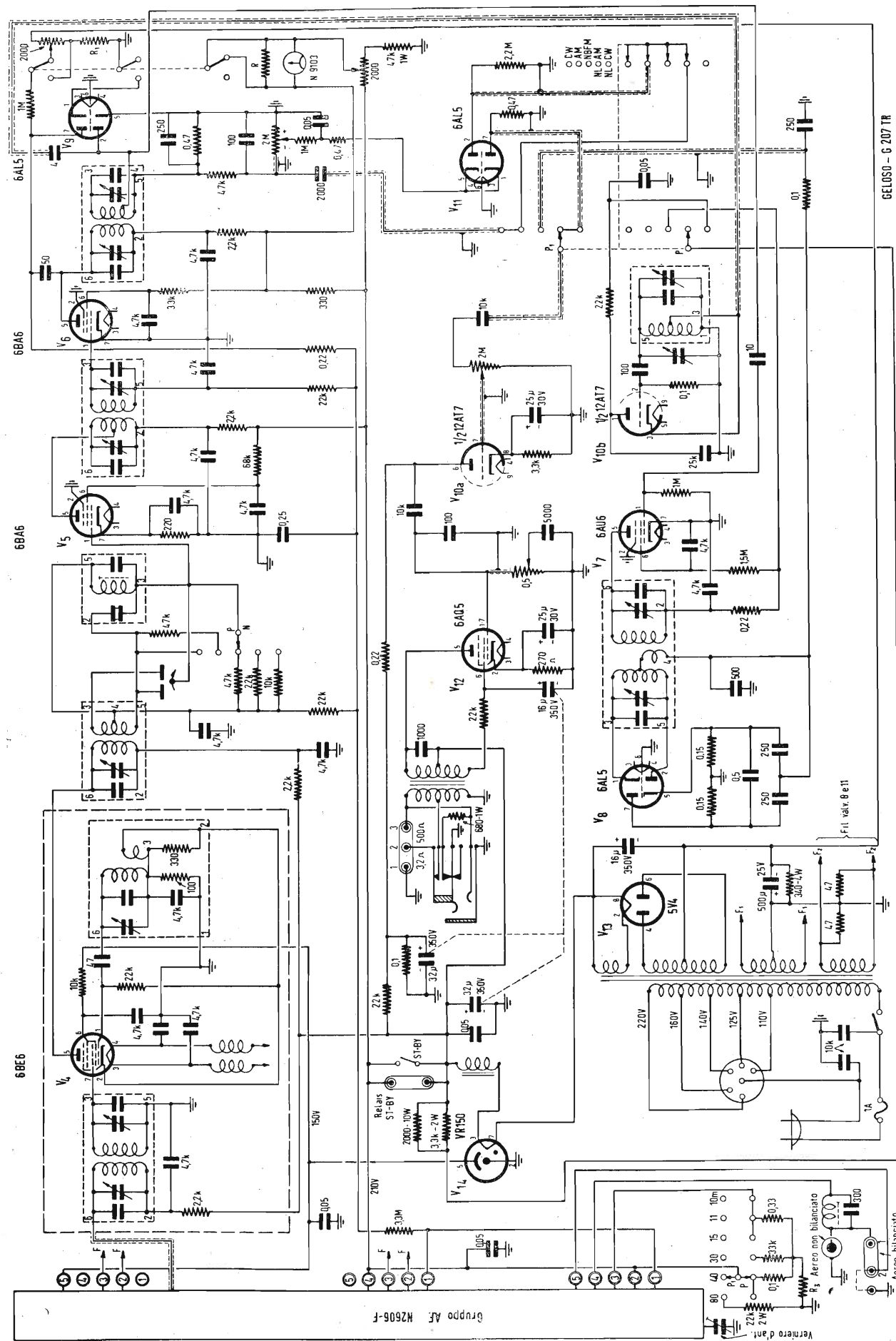
TECNICA E COMMERCIO

(*segue da pag. 289*)

è non solo inconsistente ma dannoso in quanto ci ha già relegato decisamente in coda alla ormai montante attività tecnica sperimentale che si manifesta in tutti i Paesi ove esiste un regolare servizio di TV.

Ed occorre anche rendersi conto che proprio in questo momento di febbrile attività dei laboratori alla ricerca di qualche altro dispositivo o circuito o componente od altro, che porti ad una semplificazione o ad un affinamento del sistema N.T.S.C. nei riguardi dell'apparecchio ricevente, i nostri tecnici ed i nostri laboratori, pure non dotati dei mezzi e materiali che viceversa abbondano in molti laboratori stranieri, avrebbero ancora molte probabilità di dire una loro parola e portare così un contributo fattivo alla comune causa dello sviluppo della TV a colori.

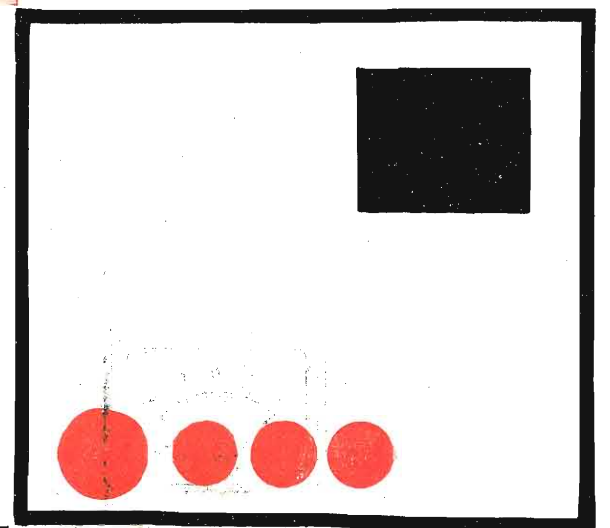
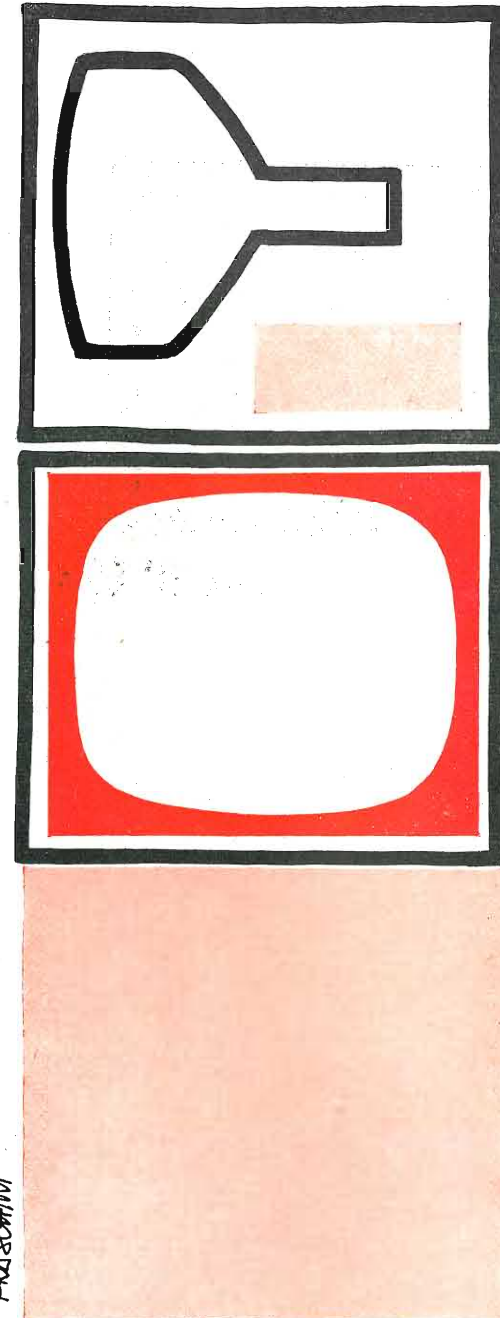
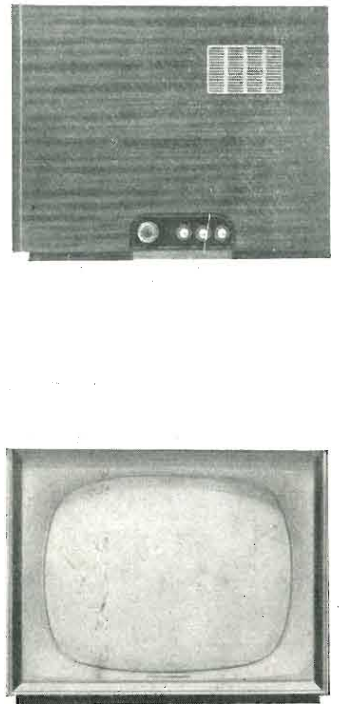
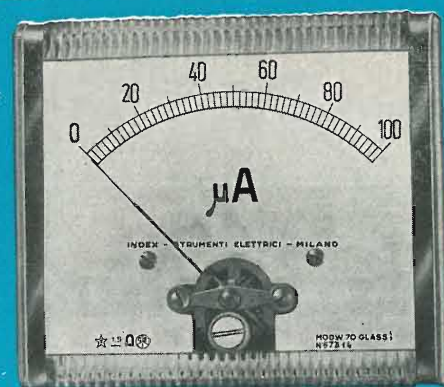
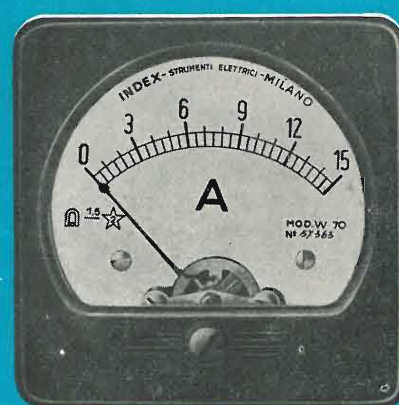
Questa non è esterofilia o inopportuna ambizione ma semplicemente buon senso nella corretta valutazione delle nostre presenti possibilità.

A. Banfi

SCHEMA ELETTRICO DEL RADIORICEVITORE PER OC, GELOSO, MOD. G 207 TR

GELOSO - G 207 TR

17"
22"
27"

MAJESTIC

F.I.R.T.E

PAVIA - VIA FRANK 15

serie Q

TUTTI GLI STRUMENTI

per radiomisure

per telefonia

per elettrotecnica

per elettromedicali

per industria

per laboratori

INDEX S. R. L.

INDUSTRIA COSTRUZIONI STRUMENTI ELETTRICI DI MISURA

MILANO - VIA NICOLA D'APULIA 12 - TELEF. 24.34.77

FIVRE

NUOVE VALVOLE TV

1X2B

+EAT

IX2B

IX2B

La valvola miniatura rettificatrice A.A.T. per apparecchi portatili.

FABBRICA ITALIANA VALVOLE RADIO ELETTRICHE

Via Guastalla 2 - MILANO - Tel. 700.335 - 700.535

UNE PRODUCTION FRANÇAISE
DE CLASSE
INTERNATIONALE

Cifte

COMPAGNIE INDUSTRIELLE FRANÇAISE
DES TUBES ÉLECTRONIQUES
1, PLACE HEROLD - COURBEVOIE (Seine)
Téléph. DEFense 37-50 Télégr. CIFTE - COURBEVOIE

Agenzia per l'Italia: MILANO - V.LE B. D'ESTE, 35 - TEL. 540806 - 598892 ● TORINO - VIA A. PROVANA, 7 TEL. 823-66

Generatore per TV con AM, FM e Sweep

MODELLO
94 B

Per tutti gli standard TV

4 Strumenti Convenzionali incorporati in uno solo

(1) Generatore di monoscopio per TV.
(2) Generatore di segnali AM con uscita variabile di BF.
(3) Generatore di segnali FM.
(4) Generatore Sweep per TV.

7 gamme di frequenze:

(1) 4 a 7 MHz
(2) 8 a 14 MHz
(3) 15 a 22 MHz
(4) 30 a 45 MHz
(5) 45 a 80 MHz
(6) 85 a 145 MHz
(7) 150 a 220 MHz

TUTTE IN FONDAMENTALE

GENERATORE DI MONOSCOPIO PER TV

Modulazione. Tutti i monoscopi sono interamente interlacciati, completi dei segnali di « blanching » di riga e di quadro, di sincronismo con impulsi equalizzatori per 625 e 525 righe. Tre graduazioni dei monoscopi permettono l'apprezzamento della risposta ai transistori alle frequenze alte, medie e basse. Impulsi di griglia per il controllo della linearità. Generatore di barre per la determinazione della definizione a 1,5; 2; 2,5; 3,5; 4 e 4,5 MHz. Barre orizzontali. Barre verticali con apprezzamento in MHz della banda passante. Quadro bianco, quadro nero e suono.

Uscita a RF. Attenuatore con tre posizioni, 0; —20 dB e —40 dB relativi a 100 mVolt.

Uscita alla f. di video. Ricavata da uno stadio a separazione catodica su 2 kΩ diretti, positiva o negativa ad un livello di 3 Volt picco-picco.

Uscita del sincronismo. Uscita addizionale del sincronismo su una R di 2 kΩ attraverso 8 μF. 10 Volt di tensione picco-picco con forma d'onda positiva comprendente gli impulsi di sincronismo di riga e di quadro, segnali per l'interlacciato (e gli impulsi equalizzatori per gli standard a 625 ed a 525 righe).

BF. Diretta da un separatore catodico su 2 kΩ. Tensione variabile di BF a 900 Hertz. Con ampiezza massima di 3 Volt picco-picco.

Caratteristiche principali dei generatori di AM, di FM e di Sweep:

Frequenza: da 4 a 220 MHz in sette sottogamme espanse. Precisione di taratura ± 1 %. **Uscita:** AM 100 mV, FM e Sweep 3 mV. **Attenuazione:** 0; —20; —40 dB. **Impedenza d'uscita:** 75 ohm asimmetrica. **Frequenza di sweep:** 50÷60 Hertz. **Modulazione di BF dell'AM e della FM:** a 900 Hertz sinusoidale. **Profondità di modulazione AM e deviazione di FM e Sweep:** controllabile.
Alimentazione: 105÷125 oppure 200÷250 Volt CA alla frequenza di 40÷100 Hertz.
Assorbimento totale: 70 Watt.
Peso: 9 kg circa.
Dimensioni: 43×23×20 cm.
Caratteristiche del mobile: custodia in ferro con verniciatura martellata grigia.

TAYLOR ELECTRICAL INSTRUMENTS LTD
Montrose Avenue, Slough, Bucks

Rappresentante esclusivo per l'Italia:
MARTANSINI s.r.l. - Via Montebello, 30 - Tel. 667.858-652.792 - Milano

TRIO SIMPLEX

APPARECCHI DI COMUNICAZIONE AD ALTA VOCE

Novate Milanese - MILANO - Tel. 970.861/970.802

APPARECCHIO SECONDARIO

L'apparecchio TRIO SIMPLEX consente di eseguire un impianto con un apparecchio principale (L. 25.000) e uno, due, o tre apparecchi secondari. Questi ultimi possono essere o del tipo normale, quindi con risposta automatica SO (cad. 9.000) o del tipo riservato quindi con risposta a comando SO/B (cad. L. 10.300). La chiamata da parte del secondario è effettuata alla voce. Il trio Simplex combinazione è composto di due apparecchi (1 principale e 1 secondario) e di 15 metri di cavo. - Costa **L. 34.000**

La Nova produce pure gli apparecchi TRIO K per l'esecuzione di impianti complessi e di chiamata persone. E' fornitrice della Marina da guerra Italiana.

APPARECCHIO PRINCIPALE

CHIEDETECI INFORMAZIONI - PROSPETTI - PREVENTIVI

Valvole Philips Fivre
R.C.A. Telefunken ecc.
tubi TV Dumont Philips Fivre ecc.
altoparlanti tutti i tipi
parti di rocambio radio e t.v.
strumenti di misura
troverete presso:

la Radio Argentina

che vanta 27 anni di attività; la più vecchia azienda della Capitale, via Torre Argentina, 47 - telef. 565.989

sconti massimi

immediata spedizione della merce all'ordine

interpellateci!

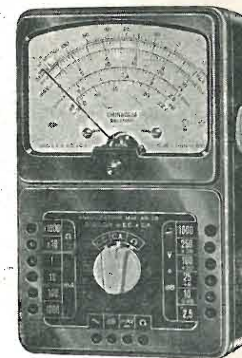
Rag. FRANCESCO FANELLI

Via Cassiodoro, 3 - MILANO - Telefono 383.443

• Fili rame isolati in seta • Fili rame isolati in nylon • Fili rame smaltati oleoresinosi • Fili rame smaltati autosaldanti capillari da 004 mm a 0,20 • Cordine litz per tutte le applicazioni elettroniche

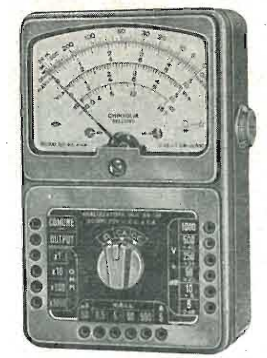
ELETTROCOSTRUZIONI CHINAGLIA

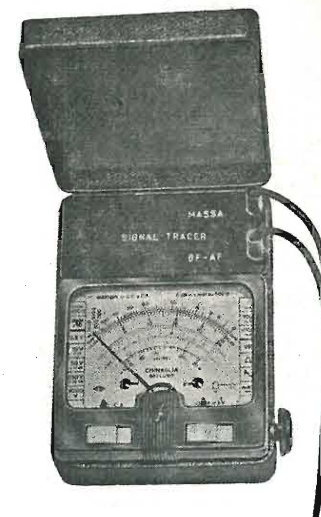
BELLUNO - Via Col di Lana, 36 - Telef. 4102
MILANO - Via Cosimo del Fante, 14 - Tel. 383371

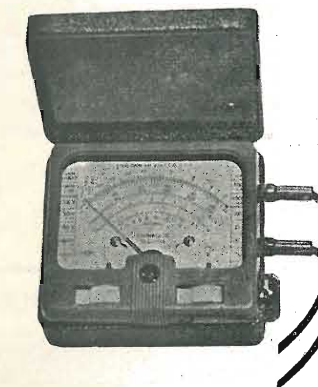
ANALIZZATORE Mod. AN-28
sensibilità 5000 Ω v

Dimensioni mm. 150 x 95 x 50

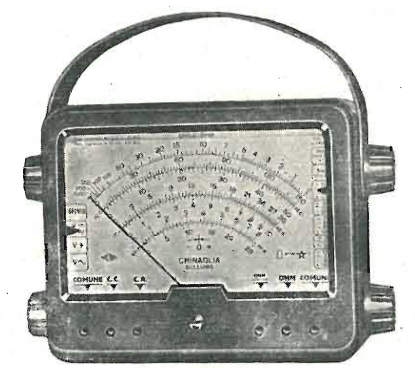
ANALIZZATORE Mod. AN-119
sensibilità 10.000 Ω v

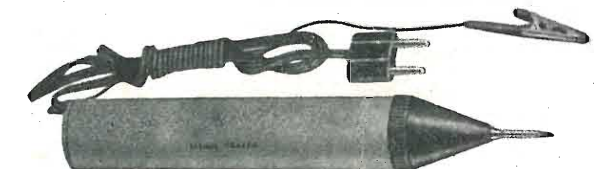
Dimensioni mm. 150 x 95 x 50

ANALIZZATORE Mod. AN-138
sensibilità 20.000 Ω v

Dimensioni mm. 150 x 95 x 50

MICROTESTER
con «signal tracer»

Dimensioni mm. 123 x 95 x 45

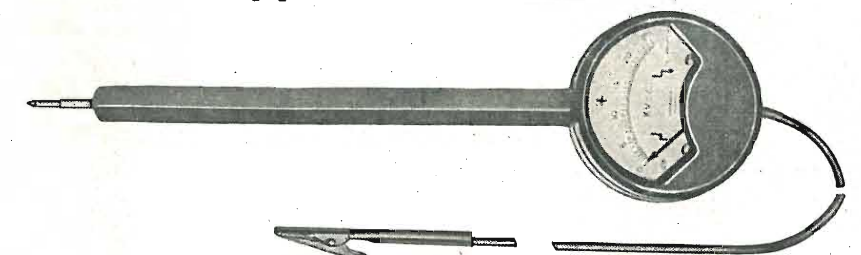
MICROTESTER Mod. 22
sensibilità 5000 Ω v

Dimensioni mm. 95 x 84 x 45

ANALIZZATORE ELETTRONICO
Mod. ANE - 102

Dimensioni mm. 140 x 115 x 63

PUNTATE
Signal Tracer

Dimensioni diametro mm. 30 - lunghezza mm. 180

PROVAVALVOLE
Mod. 560

Dimensioni mm. 245 x 305 x 115

KILOVOLTMETRO A PUNTATE Mod. KV/25
TV per misure fino a 25.000 V

Dimensioni: diametro mm. 65 - lunghezza totale mm. 250

VORAX RADIO - Viale Piave, 14 - Tel. 79.35.05 - MILANO

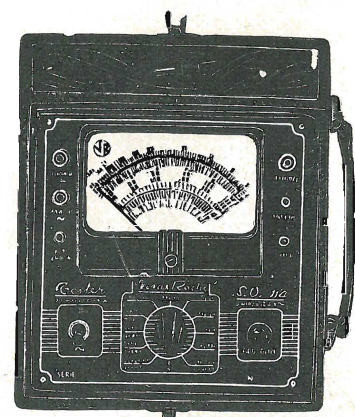
Minuterie viterie pezzi staccati per la Radio e la Televisione - Strumenti di misura

NUOVO TESTER S.O. 114 a 20.000 OHM per Volt
Massima sensibilità - Gran precisione

Strumento a bobina mobile da 50 μA
Arco della scala mm. 100 - Flangia mm. 125 x 100

CAMPI DI MISURA:
- V. c. c. 10 - 50 - 250 - 1000 - 5000 V. (20.000 Ohm/V.)
- V. c. a. 10 - 50 - 250 - 1000 - 5000 V. (5.000 Ohm/V.)
- A. c. c. 100 micro A. - 10 - 100 - 500 mA.
- Ohm: 2 kOhm - 200 kOhm - 20 Mohm con alimentazione a pile.
- Fino a 400 Mohm con alimentazione esterna da 120 a 160 V. c. a.
- Decibel da —3 a +55.

Dimensioni: mm. 240 x 210 x 90
Peso netto: Kg. 1.750

Dimensioni: mm. 240 x 180 x 130
Peso netto: Kg. 4.200 circa

OSCILLATORE MODULATO S.O. 122
preciso, stabile
INDISPENSABILE PER IL RADIORIPARATORE

Modulato a 400 cicli p/s. oppure non modulato - Possibilità di prelevare una tensione a B. F. e di modulazione con tensione esterna - Manopola a demoltiplica da 1 a 6 - Scala a grande raggio - Valvole: oscillatrice-modulatrice 6SN7 più una raddrizzatrice.

GAMME D'ONDA:

A da 147 a 200 KHz	E da 1,4 a 3,5 MHz
B da 200 a 520 KHz	F da 3,5 a 9 MHz
C da 517,5 a 702 KHz	G da 7 a 18 MHz
D da 0,7 a 1,75 MHz	H da 10,5 a 27 MHz

Dimensioni: mm. 240 x 180 x 130
Peso netto: Kg. 4 circa

VOLTMETRO a VALVOLA S.O. 300

Voltmetro a c. c.
(impedenza di entrata 11 Megaohm)
5 - 10 - 100 - 500 - 1000 V

Voltmetro a c. a.
(impedenza di entrata 3 Megaohm)
5 - 10 - 100 - 500 - 1000 V

Ohmetro:
da 0,2 Ohm a 1000 Megaohm in 5 portate diverse.

Lettura a centro scala: 10 - 100 - 1000 - 10.000 Ohm e 10 Megaohm.

ENERGO ITALIANA MILANO VIA CARNIA 30 - TELEF. 287.166

FILO AUTOSALDANTE

3 anime deossidanti
resina esente da cloro
massima velocità di saldatura
sviluppo minimo di fumo

CONFORME ALLA NORMA INGLESE M.O.S. DTD/598

non corrode la punta dei saldatori

TESTERS ANALIZZATORI - CAPACIMETRI - MISURATORI D'USCITA

MODELLO BREVETTATO 630 «ICE» E MODELLO BREVETTATO 680 «ICE»

Sensibilità 5.000 Ohms x Volt — **Sensibilità 20.000 Ohms x Volt**

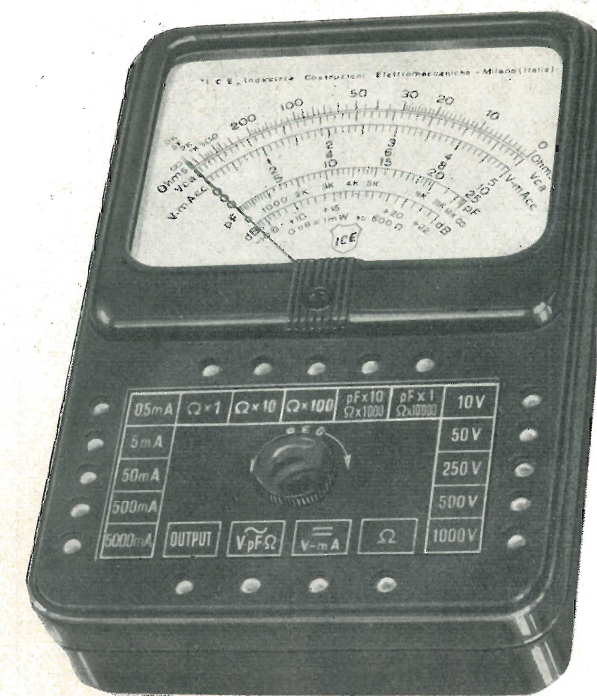
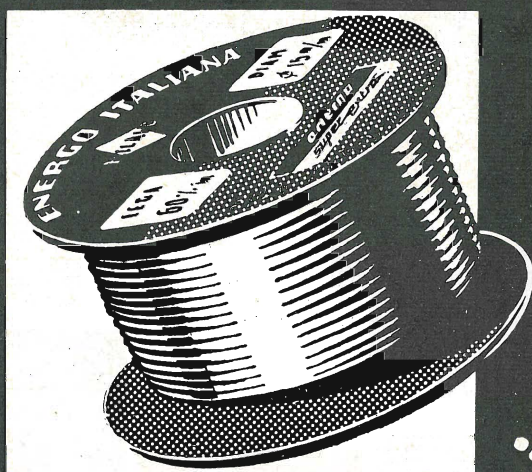
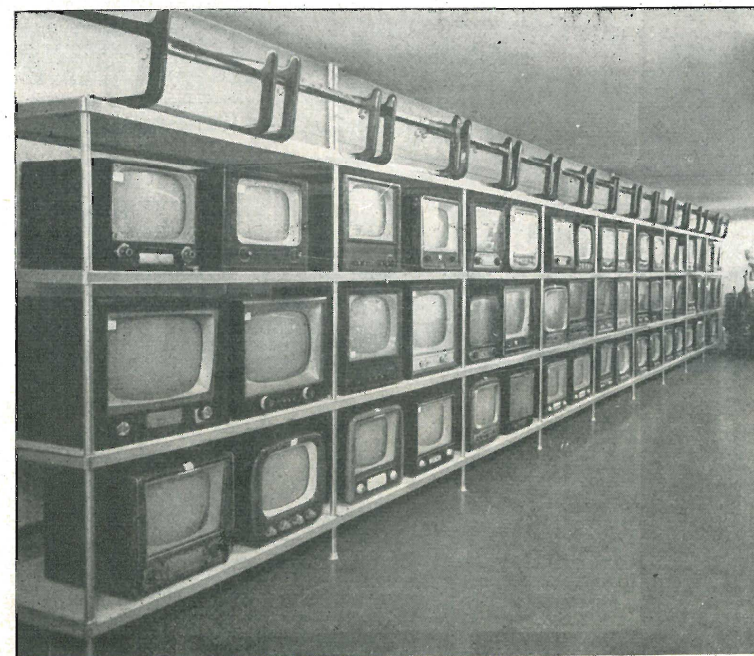
Essi sono strumenti completi, veramente professionali, costruiti dopo innumerevoli prove di laboratorio da una grande industria. Per le loro molteplici caratteristiche, sia tecniche che costruttive **essi sono stati brevettati sia in tutti i particolari dello schema elettrico come nella costruzione meccanica** e vengono ceduti a scopo di propaganda ad un prezzo in concorrenza con qualsiasi altro strumento dell'attuale produzione sia nazionale che estera!

IL MODELLO 630 presenta i seguenti **requisiti:**
- Altissime sensibilità sia in C.C. che in C.A. (500 Ohms × Volt)
- 27 PORTATE DIFFERENTI
- ASSENZA DI COMMUTATORI sia rotanti che a leva!!! Sicurezza di precisione nelle letture ed eliminazione di guasti dovuti a contatti imperfetti!
- **CAPACIMETRO CON DOPPIA PORTATA** e scala tarata direttamente in pF. Con letture dirette da 50 pF fino a 500.000 pF. Possibilità di prova anche dei condensatori di livellamento sia a carta che elettrolitici (da 1 a 100 μF).
- **MISURATORE D'USCITA** tarato sia in Volt come in dB con scala tracciata secondo il moderno standard internazionale 0 dB = 1 mW su 600 Ohms di impedenza costante.
- **MISURE D'INTENSITA'** in 5 portate da 500 microampères fondo scala fino a 5 ampères.
- **MISURE DI TENSIONE SIA IN C.C. CHE IN C.A.** con possibilità di letture da 0,1 volt a 1000 volts in 5 portate differenti.
- **OHMMETRO A 5 PORTATE** (x 1 x 10 x 100 x 1000 x 10.000) per misure di basse, medie ed altissime resistenze (minimo 1 Ohm - MASSIMO 100 **« cento » megaohms!!!**).
- Strumento con ampia scala (mm. 83x55) di facile lettura.
- Dimensioni mm. 96x140 - **Spessore massimo soli 38 mm.** Ultrapiatto!!! Perfettamente tascabile - Peso grammi 500.

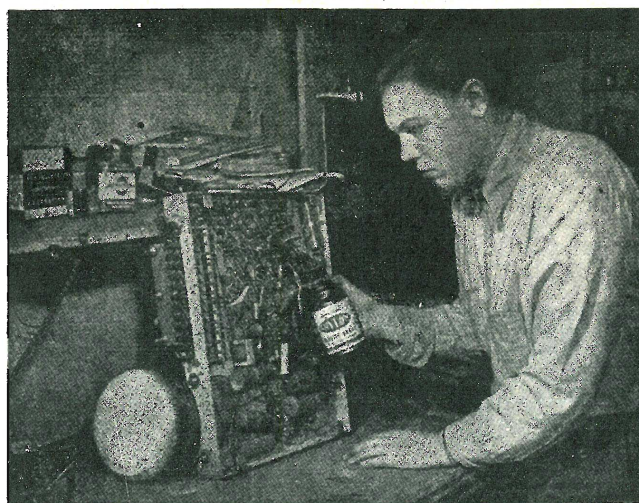
IL MODELLO 680 è identico al precedente ma **ha la sensibilità in C.C. di 20.000 Ohms per Volt.** Il numero delle portate è ridotto a 25 compresa però una portata diretta di 50 μA fondo scala.

PREZZO propagandistico per radioriparatori e rivenditori:

Tester modello 630	**L. 8.860!!!**
Tester modello 680	**L. 10.850!!!**

Gli strumenti vengono forniti completi di puntali, manuale d'istruzione e pila interna da 3 Volts franco ns. Stabilimento. **A richiesta astuccio in vinipelle L. 480.**

I.C.E. INDUSTRIA COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE
MILANO Via Rutilia, 19/18 - Tele. 531.554 - 5 - 6

Scaffalature metalliche smontabili

Montaggi e smontaggi rapidissimi
Possibilità di modifiche o adattamenti
Linearmente semplici ed eleganti
Inalterabilità e durata illimitata
Elevate caratteristiche meccaniche

Impianti per: Magazzini - Depositi Industriali - Negozi - Uffici - Archivi

CHIEDETE OPUSCOLI

KRYLON INC. PHILADELPHIA, U. S. A.

Il KRYLON TV, applicato con lo spruzzo a tutte le connessioni di Alta Tensione (bobine, zoccoli, isolanti del raddrizzatore, trasformatore, ecc.), previene l'effetto **corona,** frequente causa di **rigature** e **sfioccamenti** sullo schermo TV. L'applicazione del KRYLON TV elimina pure la formazione di **archi oscuri** causati dall'umidità.

Assicurate il massimo rendimento e più lunga durata agli impianti televisivi con soluzione acrilica ***KRYLON TV***

Concessionario di vendita per l'Italia:

R. G. R.

CORSO ITALIA, 35 - **MILANO** - TELEF. 30.580

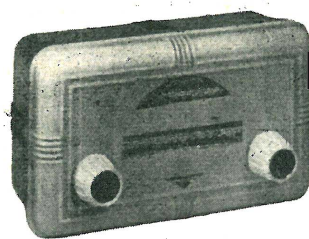
R. M. T.

VIA PLANA, 5 - **TORINO** - TELEF. 885.163

BOBINATRICE tipo UW / 330 - T.

Per fili da mm. 0,06 a mm. 0,8 - diam. max. d'avv. mm. 120 × 330 di lunghezza - per il bobinaggio multiplo di più bobine contemporaneamente

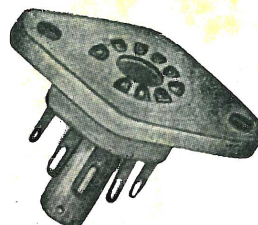
Riduce i vostri tempi di lavorazione - Garanzia assoluta di massima precisione nella produzione - Semplicità di manovra - Alte velocità di lavorazione - Otterrete un miglior prodotto

UNICO RICEVITORE IN ITALIA. L. 7.000

Ricevitore radio a 2 valvole e radd. selenio. 125/220 volt Altoparlante - Scaletta numerica - Certificato garanzia 1 anno.
Altro tipo a **transistor** modello **Dick** L. 4.500.

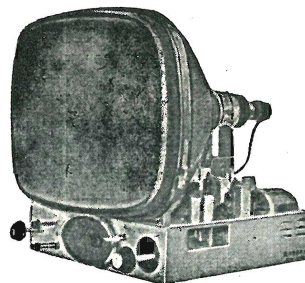
Ordini e vaglia sul c. c. p. 9/18993

DITTA **CARIDI GIANCARLO** - VIA D. DURO 2058 - VENEZIA

PRIMARIA FABBRICA EUROPEA
DI SUPPORTI PER VALVOLE RADIOFONICHE

di G. GAMBA

ESPORTAZIONE IN TUTTA EUROPA ED IN U.S.A. - FORNITORE DELLA «PHILIPS»

Sede: **MILANO** - Via G. DEZZA 47 - TELEF. 44.330 - 48.77.27
Stabilim.: **MILANO** - Via G. Dezza 47 - **BREMBILLA** (Bergamo)

A / STARS di ENZO NICOLA

TELEVISORI PRODUZ. PROPRIA e delle migliori marche nazionali ed estere
Scatola montaggio ASTARS a 17 e 21 pollici con particolari PHILIPS E GELOSO
Gruppo a sei canali per le frequenze italiane di tipo « Sinto-sei »
Vernieri isolati in ceramica per tutte le applicazioni
Parti staccate per televisione - MF - trasmettitori, ecc.
« Rappresentanza con deposito esclusivo per il Piemonte dei condensatori C.R.E.A.S. »

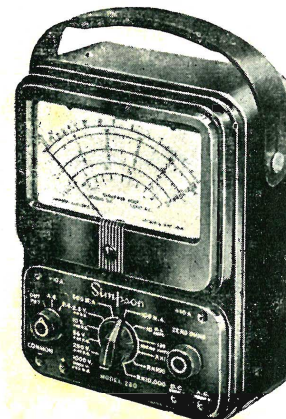
A / STARS Via Barbaroux, 9 - TORINO Tel. 49.507 Tel. 49.974

SUPERPILA

BATTERIE PER RADIO

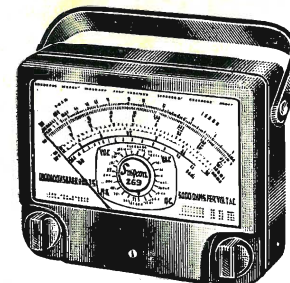
SIMPSON

ELECTRIC COMPANY (U. S. A.)

STRUMENTI CHE MANTENGONO LA TARATURA

260

IL TESTER DI PRECISIONE PIU' POPOLARE NEL MONDO

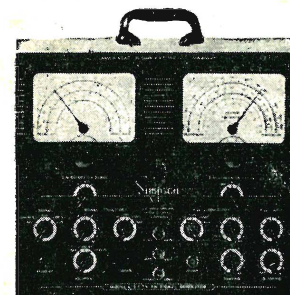
29 PORTATE

volt - ohm - milliampere
1.000 ohm per volt c. a.
20.000 ohm per volt c. c.
Si può fornire 1 probe per 25.000 volt c. c. e 1 probe per 50.000 volt c. c.

Volt - ohm - milliampere

MOD. 269

100.000 ohm V c.c.

33 PORTATE

il più sensibile tester attualmente esistente - scala a grande lunghezza 155 mm.

MOD. 479

GENERATORE DI SEGNALI TV-FM

comprende 1 generatore Marker con cristallo di taratura, 1 generatore FM
Preciso, robusto, pratico, maneggievole

ALTRI STRUMENTI SIMPSON

Nuovo Mod. 498 A e 498 D Misuratore d'intensità di campo - usabile in città o campagna - funzionamento con batteria o in corrente alternata.

Mod. 1000 Provavalvole a conduttanza di placca con possibilità di rapide prove con letture in ohm per le dispersioni e i corti circuiti.

Mod. 480 Genescope è uguale al generatore Mod. 479 però è completo di oscilloscopio da 3".

Nuovo Mod. 458 Oscilloscopio a 7" - ideale per il servizio TV a colori ed a bianconero.

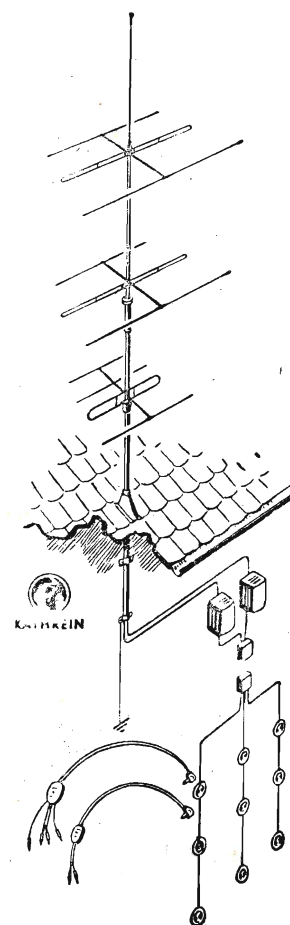
Mod. 303 Voltmetro elettronico - strumento universale per misure in c.c. r.f. ed ohm.

Mod. 262 Volt - ohm - milliamperometro - scala a grande lunghezza - 20.000 Ω/V in c.c. e 5000 Ω/V in c.a.

Agente esclusivo per l'Italia:

Dott. Ing. MARIO VIANELLO

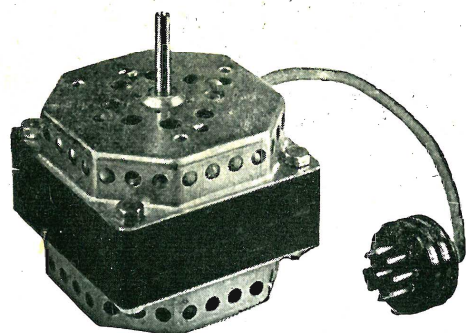
Via L. Anelli, num. 13 - MILANO - Telefono 553.081

Antenne **TV-MF**

KATHREIN

la più vecchia e la più grande fabbrica europea 30 anni di esperienza

Rappresentante generale:

Ing. OSCAR ROJE

Via Torquato Tasso, 7 - **MILANO** - Tel. 432.241 - 462.319

MOTORINI per REGISTRATORI a NASTRO

a 2 velocità

Modello 85/32/2V
4/2 Poli - 1400 - 2800 giri
Massa ruotante bilanciata dinamicamente
Assoluta silenziosità - Nessuna vibrazione
Potenza massima 42/45 W
Centratura compensata - Bronzine autolubrificate

ITELECTRA - MILANO
VIA TEODOSIO, 96 - TELEFONO 28.70.28

TERZAGO TRANCIATURA S.p.A.
MILANO - Via Taormina 28 - Via Cufra 23 - Tel. 606020 - 600191

LAMELLE PER TRASFORMATORI DI QUALSIASI POTENZA E TIPO - CALOTTE E SERRAPACCHI PER TRASFORMATORI - LAVORI DI IMBOTTITURA

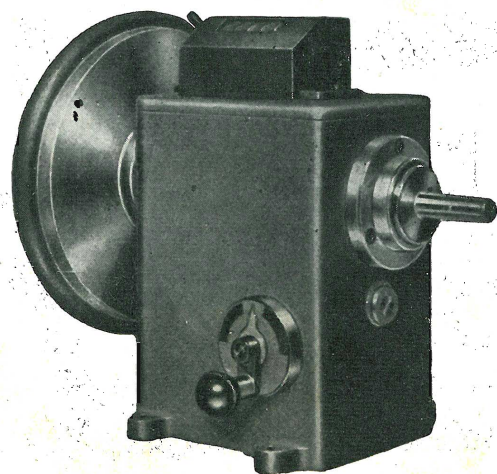
La Società è attrezzata con macchinario modernissimo per le lavorazioni speciali e di grande serie

Via Palestrina, 40 - Milano - Tel 270.888

Bobinatrici per avvolgimenti lineari e a nido d'ape

Ing. R. PARAVICINI S. R. L.

MILANO
Via Nerino, 8
Telefono 803.426

BOBINATRICI PER INDUSTRIA ELETTRICA

TIPO AP 1

Tipo **MP2A.** Automatica a spire parallele per fili da **0,06 a 1.40 mm**

Tipo **MP 3** Automatica a spire parallele per fili da **0.05 a 2 mm**

Tipo **MP3M.4** o **M. 6** per bobinaggi **MULTIPLI**

Tipo **PV 4** Automatica a spire parallele e per fili fino a **3 mm**

Tipo **PV 4M** Automatica per bobinaggi **MULTIPLI**

Tipo **PV 7** Automatica a spire incrociate - Altissima precisione - Differenza rapporti fino a **0.0003**

Tipo **AP 1** Semplice con riduttore - Da banco

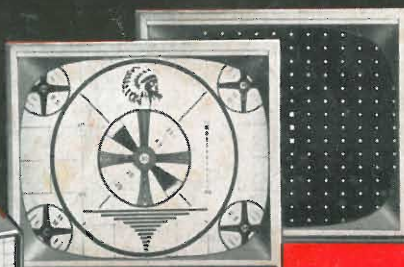
PORTAROCCHE TIPI NUOVI
PER FILI **CAPILLARI** E **MEDI**

Autorizz. Trib. Milano 9-9-48 N. 464 del Registro - Dir. Resp. LEONARDO BRAMANTI - Proprietà Ed. IL ROSTRO
CONCESSIONARIA PER LA DISTRIBUZIONE IN ITALIA S.T.E. - Via Conservatorio, 24 - MILANO - Tip. TIPEZ - V.le G. da Cermenate, 56

La registrazione sonora con il nastro magnetico prodotto dalla Kodak - il KODAVOX - si produce *limpida* e *uniforme* in ogni condizione di lavoro e d'ambiente. Il rumore di fondo è praticamente nullo, l'effetto d'eco abolito, la cancellazione perfetta.

Il livello di uscita, ottenuto senza distorsione, è particolarmente alto, quindi: resa eccellente a tutti i livelli di registrazione.

L'uniformità di spessore dell'emulsione magnetica del Kodavox assicura una regolarità di audizione tale che le differenze di livello di lettura da un nastro all'altro non eccedono di 0,5 db.

S. p. A.
Milano, via V. Pisani 16

ALCUNI IMPIEGHI DEL GENERATORE DI MONOSCOPI E DI IMMAGINI MODELLO 1000

La flessibilità di impiego del Generatore di monoscopi ed immagini — Modello 1000 — può essere agevolmente giudicata da questa breve rassegna delle presentazioni principali che questo Generatore può fornire.

- Riproduzione di qualsiasi diapositiva di 75 x 100 m/m.
- Controllo e regolazione della linearità orizzontale e verticale e delle dimensioni del quadro televisivo sia nei ricevitori TV per bianco e nero che per TV a colori.
- Controllo dell'ombreggiatura e del contrasto di tutti i ricevitori TV.
- Controllo della sensibilità a RF e regolazione del Controllo Automatico di guadagno per TV in bianco e nero per TV a colori.
- Generatore di punti bianchi per il controllo e la regolazione della convergenza statica dei ricevitori di TV a colori.
- Generatore di linee bianche incrociate per il controllo e la regolazione della convergenza dinamica dei ricevitori TV a colori.
- Controllo della stabilità del sincronismo composto in tutti i tipi di ricevitori TV.
- Generatore di monoscopio dimostrativo per la presentazione delle caratteristiche di qualsiasi tipo di televisore.
- Controllo della larghezza di bande e del potere risolutivo di qualsiasi televisore.
- Di facile trasportabilità, può essere usato dovunque.
- Può servire alla presentazione di merci al pubblico nei grandi magazzini.
- Può servire quale trasmettitore di sistemi « cerca-persone » in assemblee, ospedali, uffici, ecc.
- Controllo degli amplificatori video.
- Modulatore di un trasmettitore esterno per trasmissioni televisive in campo dilettantistico.
- Riproduzione di diapositive relative a qualsiasi messaggio da trasmettere in luoghi a distanza.
- Controllo delle caratteristiche degli impianti di antenne centralizzate .

CARATTERISTICHE TECNICHE PRINCIPALI

Uscita a RF: variabile con un massimo di 50.000 microvolt su 75 ohm.

Impedenza d'uscita: 75 ohm nominali.

Frequenze portanti: in fondamentale = Canali 2-6; in armonia = Canali 7-13.

Regolazione di Servizio:
Sbarre orizzontali
Sbarre verticali
Dimensioni dell'orizzontale
Linearità orizzontale
Dimensioni del verticale
Linearità verticale
Guadagno del moltiplicatore

Accessori:
Manuale di istruzioni.
Diapositiva per il monoscopio con testa di indiano.
Diapositiva per monoscopio formato da punti bianchi.
Diapositiva per monoscopio formato da linee bianche incrociate.
Diapositiva in acetato chiaro.

Distributori per l'Italia.

S. r. l. LARIR MILANO - Piazza Cinque Giornate 1 - telefoni 795.762 - 795.763